Per 7 ragioni...

Abbonarsi è sempre conveniente, ma ciò vale ancora di più per le riviste JCE. Le ragioni sono tante, ma sette le più importanti.

- **Si ricevono le riviste preferite a casa propria prima** che le stesse appaiano in edicola.
- Si ha la **certezza di non perdere alcun numero** (c'è sempre qualche cosa d'interessante nei numeri che si perdono...) Il nostro ufficio abbonamenti, infatti, rispedisce tempestivamente eventuali copie non giunte dietro semplice segnalazione anche telefonica.
- **Si risparmia fino al 25%** e ci si pone al riparo da futuri aumenti di prezzo pressochè certi in questa situazione di mercato.
- Si ha la possibilità di acquistare, fino al 28-2-83, **libri di elettronica con lo sconto del 30%**. Oppure durante tutto l'anno con lo sconto del 10% e ciò vale anche per le novità.
- Gli abbonati JCE ricevono anche preziosissime opere, qualche esempio: il **4° volume degli Appunti di Elettronica**, la pubblicazione a fogli mobili che ha riscontrato grandissimo favore.
  Le nuove **Schede di Riparazione TV** tanto utili a tecnici e ad autodidatti.
- Ma le **riviste JCE offrono** anche **di più: la carta GBC 1983,** per esempio, un privilegio che dà diritto a sconti speciali su determinati prodotti.
- E ... infine **la possibilità di vincere milioni in premi** partecipando al favoloso Concorso.

Abbonarsi alle riviste JCE **è proprio conveniente!!**

Sperimentare è la più fantasiosa rivista italiana per appassionati di autocostruzioni elettroniche. Una vera e propria miniera di "idee per chi ama far da sé". I migliori progetti sono disponibili anche in kit.

Millecanali la prima rivista italiana di broadcast. Grazie alla sua indiscussa professionalità, è la rivista che "fa opinione" nell'affascinante mondo delle radio e televisioni.

Selezione di Tecnica è da decenni la più apprezzata e diffusa rivista italiana di elettronica per tecnici, studenti e operatori.
Audio, video, telecomunicazioni, alta frequenza, elettronica industriale, componenti oltre a realizzazioni pratiche di elevato livello sono gli argomenti trattati.

Cinescopio è l'ultima nata delle riviste JCE. La rivista tratta mensilmente i problemi dell'assistenza radio TV e dell'antennistica. Un vero strumento di lavoro per i radioteleriparatori, dai quali è largamente apprezzata.

PROPOSTE	TARIFFE	PRIVILEGI
1) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE**	**L. 23.000** anzichè L. 28.500	- **Indice 1982 di Sperimentare** - **Carta sconto GBC 1983**
2) Abbonamento annuo a **SELEZIONE**	**L. 24.000** anzichè L. 29.000	- **Indice 1982 di Selezione** - **Carta sconto GBC 1983**
3) Abbonamento annuo a **CINESCOPIO**	**L. 26.000** anzichè L. 33.000	- **Indice 1982 di Cinescopio** - **Carta sconto GBC 1983**
4) Abbonamento annuo a **MILLECANALI**	**L. 29.000** anzichè L. 36.000	- **Carta sconto GBC 1983**
5) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE**	**L. 45.000** anzichè L. 57.500	- **Appunti di Elettronica Vol IV** - **Indice 1982 Sperimentare** - **Indice 1982 Selezione** - **Carta sconto GBC 1983**
6) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO**	**L. 47.000** anzichè L. 61.500	- **Nuove schede di Elettronica Vol IV** - **Indice 1982 Sperimentare** - **Indice 1982 Cinescopio** - **Carta sconto GBC 1983**
7) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + MILLECANALI**	**L. 50.000** anzichè L. 64.500	- **Appunti di elettronica Vol. IV** - **Indice di Sperimentare** - **Carta sconto GBC 1983**
8) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 48.000** anzichè L. 62.000	- **Nuove schede di riparazione TV** - **Indice di Selezione** - **Indice di Cinescopio** - **Carta sconto GBC 1983**
9) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 51.000** anzichè L. 65.000	- **Appunti di Elettronica Vol. IV** - **Indice di Selezione 1982** - **Carta sconto GBC 1983**
10) Abbonamento annuo a **CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 53.000** anzichè L. 69.000	- **Nuove schede di riparazione TV** - **Indice di Cinescopio 1982** - **Carta sconto GBC 1983**

antaggi...

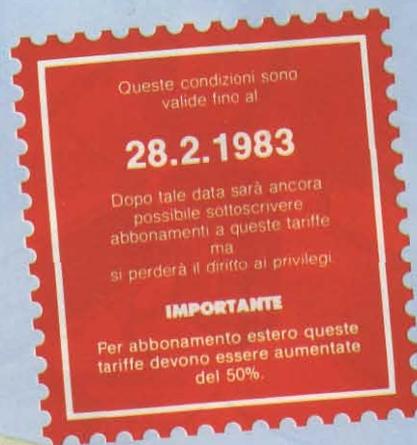
PROPOSTE	TARIFFE	PRIVILEGI
11) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 69.000** anzichè L. 90.500	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice di Sperimentare - Indice di Selezione - Indice di Cinescopio - Carta sconto GBC 1983
12) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 72.000** anzichè L. 93.000	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Indice di Sperimentare - Indice di Selezione - Carta sconto GBC 1983
13) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 74.000** anzichè L. 97.500	- Appunti di Elettronica - Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice 1982 di Sperimentare - Indice 1982 Cinescopio - Carta sconto G.B.C. 1983
14) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 75.000** anzichè L. 98.000	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice di Selezione - Indice di Cinescopio - Carta sconto GBC 1983
15) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 94.000** anzichè L. 126.500	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice di Sperimentare - Indice di Selezione - Indice di Cinescopio - Carta sconto GBC 1983

Queste condizioni sono valide fino al

28.2.1983

Dopo tale data sarà ancora possibile sottoscrivere abbonamenti a queste tariffe ma si perderà il diritto ai privilegi

IMPORTANTE

Per abbonamento estero queste tariffe devono essere aumentate del 50%.

ATTENZIONE

Per i versamenti utilizzate il modulo di c/c postale inserito in questa rivista.

Tutti gli abbonati 1983 alle riviste JCE che erano già abbonati nel 1982 ad almeno una delle riviste Sperimentare, Selezione, Il Cinescopio e Millecanali riceveranno **anche**

IL NUOVISSIMO MANUALE DI SOSTITUZIONE FRA TRANSISTORI GIAPPONESI, AMERICANI ED EUROPEI

Si tratta di un utilissimo strumento di lavoro che raccoglie le equivalenze fra le produzioni giapponesi Sony, Toshiba, Nec, Hitachi, Fujitsu, Matsushita, Mitsubishi, Sanyo oltre a quelle fra questi e i corrispondenti modelli europei e americani.

Rinnovare l'abbonamento è un affare!

Il libro è anche in vendita; chi desiderasse riceverlo contrassegno, può utilizzare il tagliando d'ordine riportato su questo annuncio.

SE 12/82

Tagliando d'ordine
da inviare a JCE -
Via dei Lavoratori, 124 -
20092 Cinisello B.
Inviatemi n° .... copie del Manuale di sostituzione dei transistori giapponesi.
Pagherò al postino l'importo di L. 10.000 per ogni copia + spese di spedizione.

NOME ____________ COGNOME ____________

VIA ____________

CITTA' ____________ Cap. ____________

CODICE FISCALE ____________ DATA ____________

FIRMA ____________

Best seller e novità di Elettronica.

Principi e Tecniche di Elaborazione Dati
Una trattazione chiara e concisa dei principi base di flusso e della gestione in un sistema di elaborazione elettronica. Il volume è concepito per l'autoapprendimento.
Cod. 309A
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

Elementi di Trasmissione Dati
Affronta in maniera chiara e facile gli argomenti relativi alla trasmissione dei dati e dei segnali in genere. Costituisce perciò un valido ausilio alla comprensione delle tecniche di comunicazione.
Cod. 316D
L. 9.000 *(Abb. L. 6.000)*

Programmazione e Progettazione Logica

8080 Cod. 325P
L. 16.500 *(Abb. L. 11.550)*

Z-80 Cod. 324P
L. 19.000 *(Abb. L. 13.300)*

I libri descrivono l'implementazione della logica sequenziale e combinatoria con l'uso del linguaggio assembly all'interno di un sistema a microcomputer basato sul rispettivo microprocessore. I concetti tradizionali di programmazione in linguaggio assembly non sono utili nè attinenti per usare i microprocessori in applicazioni logiche digitali: l'uso delle istruzioni in linguaggio assembly per simulare il packages digitale è in tutti i casi errato.
Il libro chiarifica questi concetti per prima cosa simulando sequenze logiche digitali, poi illustrando alcune efficienti soluzioni per spiegare l'uso corretto dei microcomputer. Un capitolo, infine, contiene il set completo di istruzioni del microprocessore studiato nonchè alcune subroutine comunemente impiegate.

Il Bugbook VII
Tratta soprattutto l'interfacciamento di convertitori, digitali-analogici e analogici-digitali, con microelaboratori basati sui microprocessori 8080, 8080A, 8085 e Z80. Presenta, inoltre, molti esempi ed esperimenti.
Cod. 007A
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

La Progettazione dei Filtri Attivi
Insegna a costruire una varietà di filtri attivi tale da soddisfare la maggior parte delle necessità e per ogni tipo offre la scelta migliore. A numerose tavole e grafici affianca una serie di esperimenti pratici.
Cod. 603B
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

Tecniche d'Interfacciamento dei Microprocessori
Indica le tecniche e i componenti necessari per assemblare un sistema completo, dalla fondamentale unità centrale di elaborazione ad un sistema equipaggiato con tutte le periferiche comunemente usate.
Cod. 314P
L. 22.000 *(Abb. L. 15.400)*

Z-8000
Descrive in dettaglio l'architettura ed il funzionamento dello Z-8000 e la sua famiglia di dispositivi di supporto. Presenta molti esempi di programmi Z-8000 al fine di illustrare i principi e le tecniche essenziali. Fa vedere come possono essere implementati con la programmazione importanti principi di ingegnerizzazione del software come la semplicità, la chiarezza dei commenti, la modularità, ecc.
Cod. 321D
L. 22.000 *(Abb. L. 15.400)*

Z-80 6502
Libro ideato come testo autonomo e progettato sotto forma di corso per imparare la programmazione in linguaggio Assembler del microprocessore Z-80: dai concetti di base alle tecniche di programmazione più avanzate, con risoluzione obbligatoria di vari esercizi.
Cod. 328 D
L. 24.000 *(Abb. L. 16.800)*

Interfacciamento di Microcomputer Esperimenti Utilizzanti il Chip 8255 PPI
L'8255 PPI, interfaccia periferica programmabile, è un componente della famiglia 8080. Come LSI programmabile è responsabile dell'I/O parallelo tra CPU, memoria e mondo esterno. Nel libro, gli esperimenti vengono realizzati attraverso la tecnica del breadboarding usando una basetta SK-10 ed utilizzando come microcomputer un Mini-Micro Designer.
Cod. 004A
L. 10.500 *(Abb. L. 6.850)*

I Microprocessori e le loro Applicazioni: SC/MP
Le applicazioni presentate in questo libro, sono indirizzate alla risoluzione dei "classici" problemi che si presentano normalmente nella progettazione con sistemi a microprocessore.
Cod. 301D
L. 9.500 *(Abb. L. 6.650)*

Programmazione in Linguaggio Assembly

Z-80 Cod. 326P
L. 29.500 *(Abb. L. 20.650)*

8080A/8085 Cod. 323P
L. 24.000 *(Abb. L. 16.800)*

I libri esaminano il linguaggio assembly come mezzo di un sistema a microcomputer.
Spiegano la programmazione in linguaggio assembly. Descrivono le funzioni di assembler e le istruzioni assembly. Trattano i concetti di sviluppo del software di base.
Una sezione particolare, dedicata alla programmazione strutturata, esamina esempi di programmazione, da un semplice ciclo di caricamento della memoria a un completo progetto di programma.
I libri costituiscono una panoramica completa sul particolare linguaggio assembly presentato, offrono, ed è questa la grande originalità dei volumi, gli strumenti di debugging, la relativa procedura di base, i tipi più comuni di errori, nonché alcuni esempi di debugging di programmi. Forniscono, inoltre, esempi di programmi pratici scritti nel linguaggio di interesse.
Questi libri, quindi, possiedono tutti i requisiti per essere adottati sia da tecnici che da studenti, non solo neofiti, ma anche da quanti vogliono diversificare le loro conoscenze relativamente al settore microcomputer.

Guida Mondiale dei Transistori
Cod. 607H
L. 20.000 *(Abb. L. 14.000)*

Guida Mondiale degli Amplificatori Operazionali
Cod. 608H
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

Guida Mondiale dei Transistori ad Effetto di Campo JFET e MOS
Cod. 609H
L. 10.000 *(Abb. L. 7.000)*

Conoscere subito l'esatto equivalente di un transistore, di un amplificatore operazionale, di un FET, significa per il tecnico, il progettista, l'ingegnere, come pure l'hobbista, lo studente, il ricercatore, risparmiare tempo, denaro e fatica.
Queste tre guide, veramente "mondiali" presentano l'esatto equivalente, le caratteristiche elettriche e meccaniche, i terminali, i campi di applicazione, i produttori e distributori di oltre 20.000 transistori, 5.000 circuiti integrati lineari e 2.700 FET europei, americani, giapponesi, inglesi o persino russi.

Manuale pratico del Riparatore Radio TV
Il libro frutto dell'esperienza dell'autore maturata in oltre due decenni di attività come teleriparatore, è stato redatto in forma piana e sintetica per una facile consultazione.
Cod. 701P
L. 18.500 *(Abb. L. 13.000)*

Introduzione al Personal e Business Computing
Il libro presenta in modo pratico e progressivo, Tutti gli elementi di un sistema finanche i metodi di valutazione per una scelta oculata.
Cod. 303D
L. 14.000 *(Abb. L. 9.800)*

MICROPROCESSORI dai Chip ai Sistemi
Il libro si rivolge a tutti coloro che desiderano comprendere i concetti, le tecniche, e i componenti riguardanti il mondo dei microprocessori.
Distingue le aree di applicazione principali in corrispondenza a specifiche architetture, dimostra che è semplice la costruzione di applicazioni progressivamente più complesse connettendo, in un progetto standard, una quantità crescente di moduli L.S.I. disponibili.
Cod. 320P
L. 22.000 *(Abb. L. 15.400)*

Guida ai CMOS
Il libro presenta i fondamenti dei CMOS, il loro interfacciamento con altre famiglie logiche, LED e display a 7 segmenti, le porte di trasmissione e multiplexer demultiplexer analogici, i multivibratori monostabili e astabili, i contatori, una tabella per convertire i circuiti da TTL a CMOS. Il tutto con 22 esperimenti.
Cod. 605B
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

Audio & HI-FI
Una preziosa guida per chi vuole conoscere tutto sull'HI-FI.
Cod. 703D
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

MICROELETTRONICA: La Nuova Rivoluzione Industriale
L'autore si propone di offrire la chiarificazione più semplice della logica dei computer al lettore che ignorava il problema o aveva le idee confuse. Il libro passa poi alla storia futura, cercando di prevedere lo scenario tecnico, economico e sociale che si andrà determinando per l'avvento dei microprocessori.

Cod. 315P
L. 10.000 *(Abb. L. 7.000)*

Le Radiocomunicazioni
Ciò che si deve sapere sulla propagazione e ricezione delle onde em, sulle interferenze reali od immaginarie, sui radiodisturbi e loro eliminazione, sulle comunicazioni extra-terrestri ecc.
Cod. 7001
L. 7.500 *(Abb. L. 5.250)*

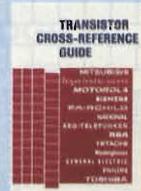
30 Programmi Basic per lo ZX 80
Programmi pronti all'uso che si rivolgono soprattutto ai non programmatori, quale valido ausilio didattico, nonchè prima implementazione del BASIC studiato, ma che possono essere, da parte dei più esperti, anche base di partenza per ulteriori elaborazioni.
Cod. 5000
L. 3.000 *(Abb. L. 2.100)*

Junior Computer Vol 1-Vol 2
Junior Computer è il microelaboratore da autocostruire su un unico circuito stampato. Il sistema base e questi libri sono l'occorrente per l'apprendimento. Prossimamente verranno pubblicati altri volumi relativi all'espandibilità del sistema.
Cod. 3001
L. 11.000 *(Abb. L. 7.700)*
Cod. 3002
L. 14.500 *(Abb. L. 10.150)*

Costruiamo un Microelaboratore Elettronico
Per comprendere con naturalezza la filosofia dei moderni microelaboratori e imparare a programmare quasi senza accorgersene.
Cod. 3000
L. 4.000 *(Abb. L. 2.800)*

DBUG Un Programma Interprete per la Messa a Punto Software 8080
Permette di inserire e cambiare i passi di programma, procede attraverso una istruzione completa e non passo passo, è in grado di perforare e leggere un nastro di carta.
Cod. 313P
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

TEA: Un Editor Assembler Residente per l'8080/8085
Il programma TEA riportato nel libro, dà la possibilità di scrivere e modificare programmi sorgente scritti in assembler secondo i codici mnemonici dell'8080 e dell'8085.
Cod. 322P
L. 12.000 *(Abb. L. 8.400)*

Guida alla Sostituzione dei Semiconduttori nei TVC
Equivalenze di semiconduttori impiegati su 1200 modelli di televisori di 47 fabbricanti diversi.
Cod. 6112
L. 2.000 *(Abb. L. 1.400)*

Transistor Cross-Reference Guide
Circa 5.000 equivalenze fra transistori europei, americani e giapponesi, con i relativi parametri elettrici e meccanici.
Cod. 6007
L. 8.000 *(Abb. L. 5.600)*

TTL IC Cross - Reference Manual
Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressochè tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case mondiali, comprese quelle giapponesi.
Cod. 6010
L. 20.000 *(Abb. L. 14.000)*

I libri elencati **possono essere ordinati anche dai non abbonati** utilizzando la stessa cedola. In questo caso naturalmente non si avrà diritto a sconto alcuno.

Manuale di Sostituzione dei Transistori Giapponesi

Il libro raccoglie circa 3000 equivalenze fra transistori giapponesi.
Cod. 6005
L. 5.000 *(Abb. L. 3.500)*

Tabelle Equivalenze Semiconduttori e Tubi Elettronici Professionali

Equivalenti Siemens di transistori, diodi, led, tubi elettronici professionali e vidicons.
Cod. 6006
L. 5.000 *(Abb. 3.500)*

Appunti di Elettronica Vol. 1 - Vol. 2 - Vol. 3

Un'opera per comprendere facilmente l'elettronica e i principi ad essa relativi. I libri sono costituiti da una raccolta di fogli asportabili e consultabili separatamente, ognuno dei quali tratta un singolo argomento. Grazie a questa soluzione l'opera risulta continuamente aggiornabile con l'inserimento di nuovi fogli e la sostituzione di quelli che diverranno obsoleti.

Cod. 2300
L. 8.000 *(Abb. L. 5.600)*
Cod. 2301
L. 8.000 *(Abb. L. 5.600)*

Cod. 2302
L. 8.000 *(Abb. L. 5,600)*

Accessori per Autoveicoli

Dall'amplificatore per autoradio, all'antifurto, dall'accensione elettronica, al plurilampeggiatore di sosta, dal temporizzatore per tergicristallo ad altri ancora.
Cod. 8003
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

300 Circuiti

Il libro propone una moltitudine di progetti dal più semplice al più sofisticato con particolare riferimento a circuiti per applicazioni domestiche, audio, di misura, giochi elettronici, radio, modellismo, auto e hobby.
Cod. 6009
L. 12.500 *(Abb. L. 8.750)*

Il Moderno Laboratorio Elettronico

Autocostruzione di tutti gli strumenti fondamentali; alimentatori stabilizzati, multimetri digitali, generatori sinusoidali ed a onda quadra, iniettore di segnali, provatransistor, wattmetri e millivoltmetri.
Cod. 8004
L. 6.000 *(Abb. 4.200)*

Le Luci Psichedeliche

Il libro descrive apparecchi psichedelici provati e collaudati, realizzazione di generatori psichedelici sino a 6 kW, flash elettronici, luci rotanti etc.
Cod. 8002
L. 4.500 *(Abb. L. 3.150)*

Alla Ricerca dei Tesori

Il primo manuale edito in Italia che tratta la prospezione elettronica. Il libro, in oltre 110 pagine ampiamente illustrate spiega tutti i misteri di questo hobby affascinante. Dai criteri di scelta dei rivelatori, agli approcci necessari per effettuare le ricerche.
Cod. 8001
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

Digit 1

Il libro mira a insegnare i concetti fondamentali di elettronica con spiegazioni semplici. Esperimenti pratici utilizzanti una piastra sperimentale a circuito stampato consentono un'introduzione graduale all'elettronica digitale.
Cod. 2000
L. 7.000 *(Abb. L. 4.900)*

Digit 2

Prosieguo naturale del Digit 1, il libro presenta oltre 500 circuiti: dal frequenzimetro al generatore di onde sinusoidali - triangolari - rettangolari; dall'impianto semaforico alla pistola luminosa.
Cod. 6011
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

Selezione di Progetti Elettronici

Una selezione di interessanti progetti pubblicati sulla rivista "Elektor". Ciò che costituisce il "trait d'union" tra le varie realizzazioni proposte e la varietà d'applicazione, l'affidabilità di funzionamento, la facilità di realizzazione, nonchè l'elevato contenuto didattico.
Cod. 6008
L. 9.000 *(Abb. L. 6.300)*

Manuale degli SCR Triac ed altri tiristori, Vol. 1

Il manuale, mantenendo un'impostazione pratica, oltre che teorica, rappresenta una buona guida alle applicazioni per tutti i progettisti, studenti, insegnanti e sperimentatori che utilizzano o utilizzeranno questa famiglia di dispositivi a semiconduttore.
Cod. 612P
L. 24.000 *(Abb. L. 16.800)*

Guida alla Programmazione in Assembler Z80 sul Pico-Computer

È una guida introduttiva alla programmazione assembler attraverso una progressione di esercizi. Il calcolatore usato è il Picocomputer. I programmi riportati possono essere facilmente adattati ad altri sistemi Z80 o 8080.
Cod. 330D
L. 9.000 *(Abb. L. 6.300)*

Programmare in Pascal

Lo scopo del libro è di fare il punto sui vantaggi e svantaggi del Pascal.
I vantaggi che emergono, e sono numerosi, vengono descritti nel contesto delle applicazioni in cui sono realizzati. Per contro vengono anche indicate le situazioni dove questi non sono indispensabili.
Cod. 514A
L. 14.000 *(Abb. L. 9.800)*

Programmare in Basic

Questo libro si sforza di descrivere in modo metodico il BASIC delle tre macchine più diffuse sul mercato mondiale: Apple, PET, TRS80 e, naturalmente i loro derivati.
Cod. 513A
L. 8.000 *(Abb. L. 5.600)*

Programmare in Assembler

Il libro, destinato in particolare a chi già ha una buona conoscenza di un linguaggio evoluto molto semplice come il BASIC, fornisce i rudimenti che consentono di programmare in Assembler, con numerosi esempi pratici. Come Assembler esistente è stato scelto quello dello Z80.
Cod. 329
L. 10.000 *(Abb. L. 7.000)*

SE 12/82

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

Da inviare a JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

Nome Cognome

Indirizzo

Cap. Città Provincia

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

Inviatemi i seguenti libri:

☐ Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + L. 1.500 per contributo fisso spese di spedizione

☐ Allego Assegno n° .... di L. .... (in questo caso la spedizione è gratuita)

Banca ....

Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità

☐ Non Abbonato ☐ Abbonato sconto 30% ☐ Selezione RTV ☐ Millecanali ☐ Sperimentare ☐ Il Cinescopio

Data ____________________ Firma ____________________

EDITORE
Jacopo Castelfranchi

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga

COMITATO DI DIREZIONE
Gianni Brazioli
Lodovico Cascianini
Piero Soati

COORDINATORE
Gianni De Tomasi

REDAZIONE
Sergio Cirimbelli
Daniele Fumagalli
Tullio Lacchini
Mauro Ballocchi

GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo
Filippo Pipitone

CONTABILITA'
Pinuccia Bonini
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni

COLLABORATORI
Edoardo Botti
Paolo Bozzola
Giuseppe Contardi
Renato Fantinato
Amadio Gozzi
Sandro Grisostolo
Michele Michelini

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
Reina & C. S.r.l.
Via Washington, 50 - 20149 Milano
Tel. (02) 495004 - 495352
495529 - 482548
Telex 316213 REINA I

Concessionario per USA e Canada:
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552

DIREZIONE, REDAZIONE, AMMINISTRAZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641

SEDE LEGALE
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73

STAMPA
Nova Roto S.r.l. Opera (Milano)

DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della Rivista L. 2.500
Numero arretrato L. 3.500

Abbonamento annuo L. 29.000
Per l'estero L. 36.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno
circolare cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo allegare
alla comunicazione l'importo di
L. 500, anche in francobolli, e indicare
insieme al nuovo anche il vecchio
indirizzo.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica Italiana

Sommario

La Casio rallenta l'andatura

Nel semestre al 20 settembre scorso la Casio ha realizzato vendite per 77,7 miliardi di yens (ogni yen vale 5,3 lire circa), con un incremento del 6,6% sul corrispondente periodo del 1981.
L'utile netto è passato a 2,9 miliardi di yens (+1,6%). La produzione di orologi è migliorata del 30% in volume mentre è leggermente diminuita in valore. La produzione di calcolatrici ha registrato un aumento marginale: da 36,9 a 38,8 miliardi di yens.

JVC: meno profitti con i VTR

Nel periodo aprile-settembre 1981, corrispondente alla prima parte dell'esercizio fiscale, la Victor Company of Japan (JVC) ha registrato uno sviluppo nelle vendite di videoregistratori a cassette "soltanto" del 26%, in contrapposizione a progressioni del 66% e del 74% degli equivalenti semestri del 1980 e del 1981.
È diminuita anche la profittabilità dei VTR in seguito alla esagerata concorrenza.
La JVC realizza con questi prodotti il 70% circa del suo fatturato che nel periodo in questione è assommato, su basi non consolidate, a 255,85 miliardi di yens (ogni yen vale circa 5,3 lire), con un incremento del 9% sul corrispondente periodo dell'esercizio fiscale 1981-82.
Nonostante le difficoltà incontrate con i VTR, la società ha migliorato i profitti del 25%, a 11,88 miliardi di yens.

Le "perdite" della Jrt

E' ammontata a 9,786 miliardi di lire la perdita accusata nel 1981 dalla Jrt Fabbrica Italiana Radio Televisore del gruppo Telefunken la quale ha altresì registrato una caduta nel fatturato del 33,6% (da 102 a 68 miliardi di lire). Nel 1980 la società aveva chiuso il bilancio con un utile netto di quasi 273 milioni di lire. La Jrt contava a fine 1981 circa 1600 dipendenti, il fatturato pro-capite risulta pertanto di 42,23 milioni di lire.

La JVC non abbandonerà i videodischi

La Victor Company of Japan (JVC) non abbandonerà lo sviluppo e la produzione dei lettori VHD e dei relativi videodischi per i quali essa ha allestito a Yokohama un impianto capace di sfornarne 7 milioni di pezzi l'anno. La società ha inoltre creato una divisione per la produzione di software. Inoltre la JVC ha concluso un accordo con la Japanese Air Lines per l'impiego di questi sistemi all'interno della compagnia aerea per la promozione del turismo.

Il Selectavision in Europa

Anche la RCA dopo le poco lieti vicissitudini del 1981 è ritornata a sprigionare ottimismo sulle possibilità di riuscita dell'operazione Selectavision, dal nome del suo sistema per la lettura di videodischi. Anzi la società prevede di produrre questi apparecchi anche in Europa, a partire dal 1983. Si pensa ad un accordo con la Standard Elektrik Lorenz del gruppo ITT ma mentre scriviamo non c'è nulla di definito sulla scelta del partner.

641 miliardi spesi per la TVC

Il 1981 si è dimostrato per la nostra industria radiotelevisiva uno degli anni più negativi.
La produzione è diminuita sensibilmente, le esportazioni si sono contratte mentre le importazioni sono aumentate in misura consistente.
Ecco come i servizi statistici dell'ANIE, l'associazione di categoria delle industrie elettroniche ha raffigurato l'andamento del 1981 in rapporto al 1980 (i dati sono in miliardi di lire).

Prodotti	Produzione		Esportazioni		Importazioni		Mercato apparente	
	1980	1981	1980	1981	1980	1981	1980	1981
Radio portatili - altri radioricevitori sintonizzatori	12,0	11,0	11,0	*14,5	61,0	78,5	62,0	75,0
Radioregistratori e Radiofonografi	6,0	6,0	*13,0	*11,3	108,0	156,9	101,0	151,6
Autoradio con o senza giranastri (1)	38,0	40,0	3,0	2,2	4,0	10,0	39,0	47,8
TV a colori	500,0	410,0	108,0	112,4	382,0	344,0	774,0	641,6
TV bianco e nero	70,0	71,0	40,0	41,5	48,0	46,2	78,0	75,7
Casse acustiche	15,0	16,0	14,0	13,8	32,0	43,1	33,0	45,3
Amplificatori	25,0	25,5	18,0	18,0	57,0	83,9	64,0	91,4
Registratori portatili a piastra e a bobina	4,0	3,0	*12,0	*9,7	80,0	129,2	72,0	122,5
Giradischi Hi-Fi Giradischi altri Fonovaligie e compatti	60,0	57,5	45,9	42,1	100,4	123,4	114,5	138,8
Videoregistratori	—	—	*3,0	*3,8	28,0	54,0	25,0	50,2
Totale	730,0	640,0	267,9	269,3	900,4	1.069,2	1.362,5	1.439,9

* Sono comprese riesportazioni di prodotti precedentemente importati.
(1) I dati di questo comparto sono da considerare provvisori e modificabili in base ai risultati di una indagine di mercato tuttora in corso.

VTR: Gran Bretagna prima

La Gran Bretagna è diventata il più grosso acquirente mondiale di videoregistratori a cassette (dopo il Giappone).
Nonostante la crisi economica, l'utenza inglese esprime una domanda per questi apparecchi superiore a quella degli USA.
Il boom inglese non trova riscontro in altri Paesi, dove le vendite di VTR si sono fatte piuttosto prudenti, tanto che l'industria giapponese è stata costretta a ridimensionare i suoi abiziosi programmi di espansione.
Nei primi sei mesi la produzione nipponica è risultata comunque di circa 6 milioni di pezzi, il 60% in più che nel corrispondente periodo del 1981.
Si prevede che tale incremento scenderà tuttavia al 20-30% a fine anno.
Nel primo semestre la Gran Bretagna ha assorbito 835.000 VTR a fronte dei 740.000 degli Stati Uniti e ai 903.000 del Giappone.
Più dell'11% delle famiglie inglesi posside un videoregistratore, una pecentuale analoga a quella giapponese e superiore a quella americana.
Alla rapida diffusione dei VTR in Gran Bretagna ha contribuito il fatto che il 65% degli apparecchi esistenti è preso in affitto.

La Grundig migliora i conti economici

La Grundig ha chiuso in passivo anche l'esercizio 1981-82 conclusosi a marzo ma riducendo le perdite a 34,59 milioni di marchi, meno di un quinto rispetto ai 187,1 milioni dell'annata precedente e conta di poter riportarsi in attivo per oltre 100 milioni di marchi nell'esercizio in corso.
Così si rileva dalla relazione annuale della società di Norimberga; il risultato definitivo dell'82-83 dipende dall'andamento del settore videoregistratori.
Riferendosi all'esercizio passato la relazione nota prima di tutto come sia riuscita a contenere il passivo ben al di sotto dell'obiettivo originario che era di dimezzarlo.
Ad un ristagno o un cedimento delle vendite di apparecchi televisivi e stereo ha corrisposto quasi un raddoppio delle vendite di videoregistratori.
Il mercato "tira" molto in questo settore ma la relazione nota che il potenziale incremento delle vendite è condizionato dalla capacità di produzione.
Gli investimenti '81-'82 sono ammontati a 130 milioni di marchi di cui 85 circa in Germania e il resto all'estero.
La società capogruppo ha riportato una perdita di 45 milioni di marchi coperta con fondi della riserva.
Il fatturato di gruppo nell'esercizio al 31 marzo 1982 è stato di 2,86 miliardi di marchi, il 3,4% in più dell'anno prima (2,76) mentre quello della capogruppo è salito del 5,7% (da 2,26 a 2,39 miliardi).
Nel primo semestre dell'esercizio in corso, aprile-settembre, le vendite e le consegne sono salite di oltre il 10%.

1.800.000 TVC quest'anno

Secondo una analisi compiuta dall'Istituto per gli Studi di Economia (ISE) la produzione italiana di televisori a colori dovrebbe quest'anno chiudere su una soglia di 1,8 milioni di apparecchi in luogo di 1,6 milioni dello scorso anno. Tale stima era condivisa anche dagli esperti di marketing della Zanussi. La ricerca ISE ha tuttavia messo in rilievo che, dopo un primo semestre contrassegnato da una impennata nella domanda di TVC (in connessione al campionato mondiale di calcio), dovrebbe seguire una certa stasi. Due le ragioni: stazionarietà nella capacità di spesa da parte delle famiglie e relativa fase di saturazione seguita alla vivace stazione di acquisti.

Quale ruolo per il LaserVision

A questo punto c'è da chiedersi quale futuro avrà il sistema sviluppato dalla Philips? La società olandese ha capito che per poter emergere deve fare leva sul prezzo e ha così deciso di ridurre il costo del suo modello più economico a 399 sterline sul mercato inglese. In ciò imitata dal partner giapponese, Pioneer, che ha annunciato un modello di LaserVision a 330 sterline.

Videodisco: migliorano le prospettive

Durante i tre mesi estivi del 1982 la RCA ha venduto più lettori di videodischi di quanto abbia fatto durante tutto il 1981.
I sistemi venduti nello scorso anno furono circa 164.000.
Questi dati sono stati comunicati dal vice-presidente e direttore generale della Consumer Electronic Division della RCA il quale ha altresì anticipato il ritorno in profitto dei videodischi nel 1984 dopo che nel 1981 è stata registrata una perdita di 106 milioni di dollari.

BANCO DI REGIA VIDEO A COLORI PER EFFETTI SPECIALI

Prima parte di Horst Lichtenheld e Hans-Joachim Becher

I videoregistratori e le telecamere a colori vanno sempre più diffondendosi; sovente si presenta la necessità di miscelare segnali provenienti da varie sorgenti e di controllare il risultato su un monitor. I banchi di regia video semiprofessionali hanno un prezzo troppo elevato per essere adatti all'impiego dilettantistico. Se si possiedono buone nozioni in campo TV, sarà possibile costruire da sè un impianto di miscelazione video; la strumentazione occorrente si limiterà ad un oscilloscopio

La miscelazione di due segnali che entrano in un banco di regia è possibile solo se sono sincroni. Almeno una delle telecamere esterne dovrà perciò essere sincronizzabile mediante i segnali provenienti da un'altra telecamera o da un registratore video. Il nostro banco di regia fornisce anche i segnali di sincronismo orizzontale e verticale per la sincronizzazione di una telecamera aggiuntiva in bianco e nero con la quale sarà possibile riprendere, per esempio, i titoli da sovrapporre o da inserire nell'immagine a colori (*figura 1*). In *figura 2* è visibile lo schema a blocchi del banco di regia.

Realizzazione pratica del circuito

Lo schema a blocchi permette di seguire, un passo dopo l'altro, l'elaborazione dei segnali: lo schema completo è rappresentato in *figura 3*.

Il segnale proveniente dall'ingresso video VE1 raggiunge la sezione A dello

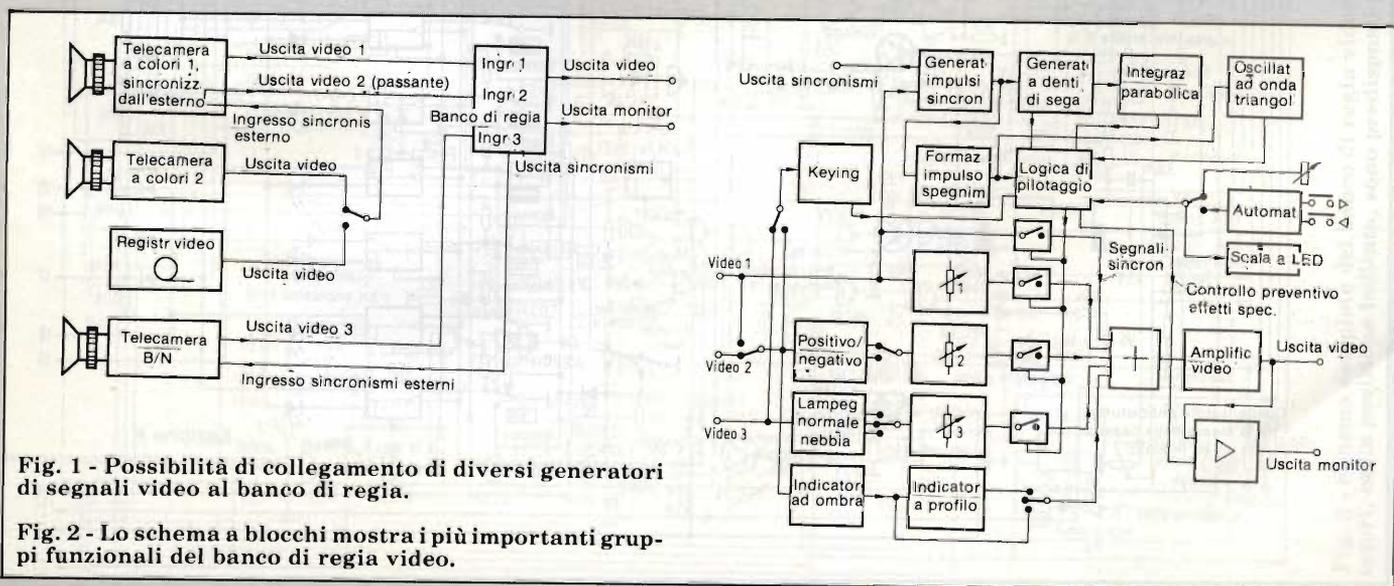



Fig. 1 - Possibilità di collegamento di diversi generatori di segnali video al banco di regia.

Fig. 2 - Lo schema a blocchi mostra i più importanti gruppi funzionali del banco di regia video.

Morsetto per cavo 75Ω
Livello del grigio
Circuito di missaggio ed amplificatore video
Ingresso video 1
Sezione A
Regolatore di missaggio A
Posizione di riposo
Verde
LED bicolore
Rosso
Ingresso video 2
Ponticello 2 previsto sul conduttore di ritardo
Regolatore di miscelazione B
Morsetto per cavo a 75Ω
Ingresso video 3a
Escluso
Ingresso video 3b
Potenziometro stereo 2 x 1 k lineare a curs
Potenziometro stereo 2 x 1 k lineare a cursore
4 conduttori
Spia regolatore A
Spia regolatore B
Sezione B
Indicazione a LED della posizione dei regolatori di miscelazione
Regolatore di miscel C con interruttore
Spia regolatore C
Livello del nero
Livello di uscita
Uscita monitor
Uscita video
AS1....AS16 sono dei commutatori analogici tipo CD 4066
CD 4066: Commutatore analogico
Lampegg
Nebbia
Spia canale C
Giallo
Sezione D
Sovrapposizione di scritte (normale, lampeggiante o con annebbiameto dall'alto o dal basso)
Sezione E
Uscite impulsi di sincronismo per telecamera B/N
Uscita sincronismo verticale
Uscita sincronismo orizzontale
Indicatore giallo
Condensatore antidisturbo tra la massa della basetta ed il telaio.
Dissolven. FAD
FAD incorp. nel puls
11 LED gialli incorporati nei pulsanti
Modulazione
Contornat
Bianco
Reset
Sezione F
Commutazione modi di funzionamento

Fig. 3 - Schema completo del banco di regia video. Sulla basetta stampata sono previsti dei condensatori di filtro, che non appaiono sullo schema. I commutatori, nella posizione indicata, sono predisposti per il funzionamento normale.

schema e, tramite un condensatore di separazione, è applicato al regolatore di miscelazione A. Il segnale video è sovrapposto ad una componente continua tramite un partitore di tensione (potenziometro da 1 kΩ e resistenza da 10 kΩ), per il fatto che il successivo commutatore analogico può commutare solo tensioni positive. Lo stesso accade nel canale 2. La caduta di tensione ai capi del potenziometro di miscelazione permette di cancellare gradualmente l'immagine dallo schermo che diverrà completamente nero muovendo verso il basso la levetta del cursore.

Per la taratura di R7 (livello di nero) e di R1 (livello di grigio) occorre cortocircuitare verso massa la base di T7 (commutatore S in posizione "taratura"). L'obiettivo della telecamera collegata all'ingresso VE3 deve rimanere chiuso. Dopodichè si regola R7 finchè l'immagine risulta completamente nera con i potenziometri di miscelazione in posizione di minimo. Il cortocircuito viene poi tolto (commutatore S in posizione "esercizio") e si riprende con la telecamera una superficie bianca. Si regola ora il cursore di R1, partendo dal finecorsa positivo fino ad ottenere un'immagine con il medesimo livello di nero che aveva durante la prima regolazione (verificare il segnale con l'oscilloscopio).

L'inserzione dei testi ripresi da una telecamera in bianco e nero è effettuata tramite l'ingresso VE3. L'ingresso VE3a serve ad inserire i testi e ad ottenere effetti di "chroma-key".

Il segnale video 1 può essere applicato contemporaneamente ai canali 1 e 2 mediante S1. Un LED a due colori indica questa possibilità mediante la variazione del colore. T1 ruota la fase del segnale 2 di 180°: al collettore si potrà prelevare quindi un segnale negativo ed all'emettitore un segnale positivo.

A valle dei potenziometri di miscelazione si trova un amplificatore video composto dai transistori T3....T5, che compensa la perdita di livello del segnale causata dalla miscelazione. T6 mette a disposizione un'uscita supplementare destinata ad un monitore video.

Produzione degli effetti speciali

Per la produzione degli effetti speciali saranno necessari i seguenti impulsi:

HS *Impulso di sincronismo orizzontale*
VS *Impulso di sincronismo verticale*
HZ *Denti di sega orizzontali*
HZI *Come HZ, ma con fase ruotata di 180°*
VZ *Denti di sega verticali*
HP *Parabola orizzontale*
VP *Parabola verticale*
VD *Tensione triangolare verticale*
AT *Impulso di spegnimento*
ATV *Impulso di spegnimento verticale*

Il segnale di sincronismo orizzontale è ricavato dal segnale video, mediante T8 e T9 (circuito C in *figura 3*). T10 e T11 (T15, T16) formano un generatore a denti di sega. R9 ed R12 servono a regolare l'ampiezza dei denti di sega.

I multivibratori monostabili FF1....FF4 producono l'impulso di spegnimento necessario al pilotaggio del commutatore analogico. La regolazione esatta verrà eseguita con l'aiuto delle curve di *figura 4*.

Un oscillatore a trigger di Schmitt (74 C 14), sincronizzato dall'impulso di spegnimento verticale, genera una tensione ad onda triangolare (VD) la cui frequenza è un multiplo della frequenza video verticale. Il numero di triangoli per immagine potrà essere variato mediante R20.

Il diodo luminescente LED1 indica che sono presenti all'ingresso i segnali di sincronismo.

Possibilità del sistema

Il banco di regia consente le seguenti possibilità di miscelazione di due diverse immagini:

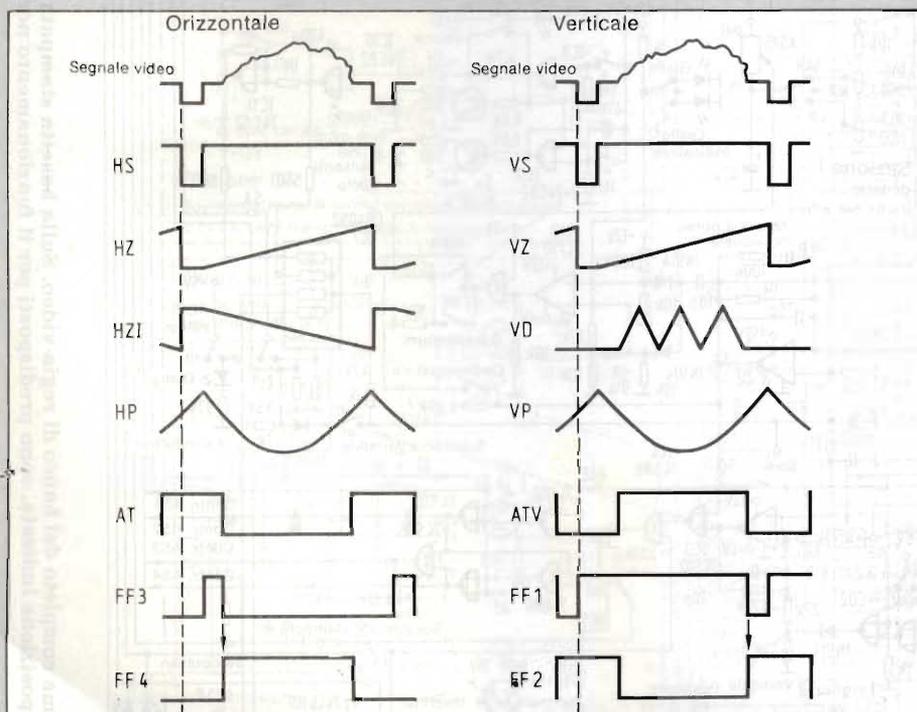



Fig. 4 - Per la miscelazione con effetti speciali è necessaria tutta una serie di impulsi verticali ed orizzontali, mediante i quali è possibile produrre la varietà con cui possono essere presentate dua immagini sullo schermo, come appunto indicato in figura 5.

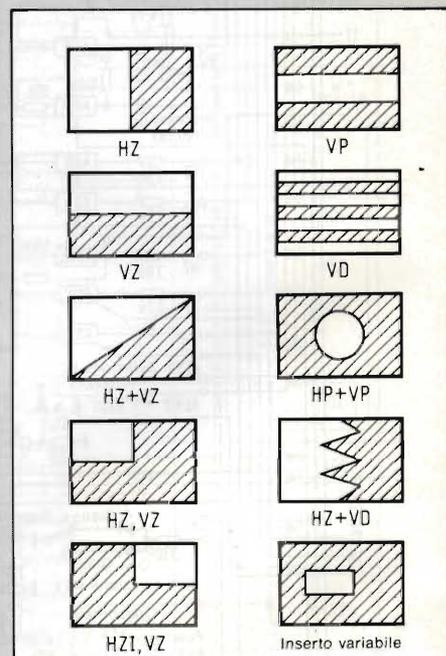



Fig. 5 - Possibili configurazioni assunte da due immagini sullo schermo. In basso sono riportati i segnali ad impulsi (fig. 4) utilizzati per produrle.

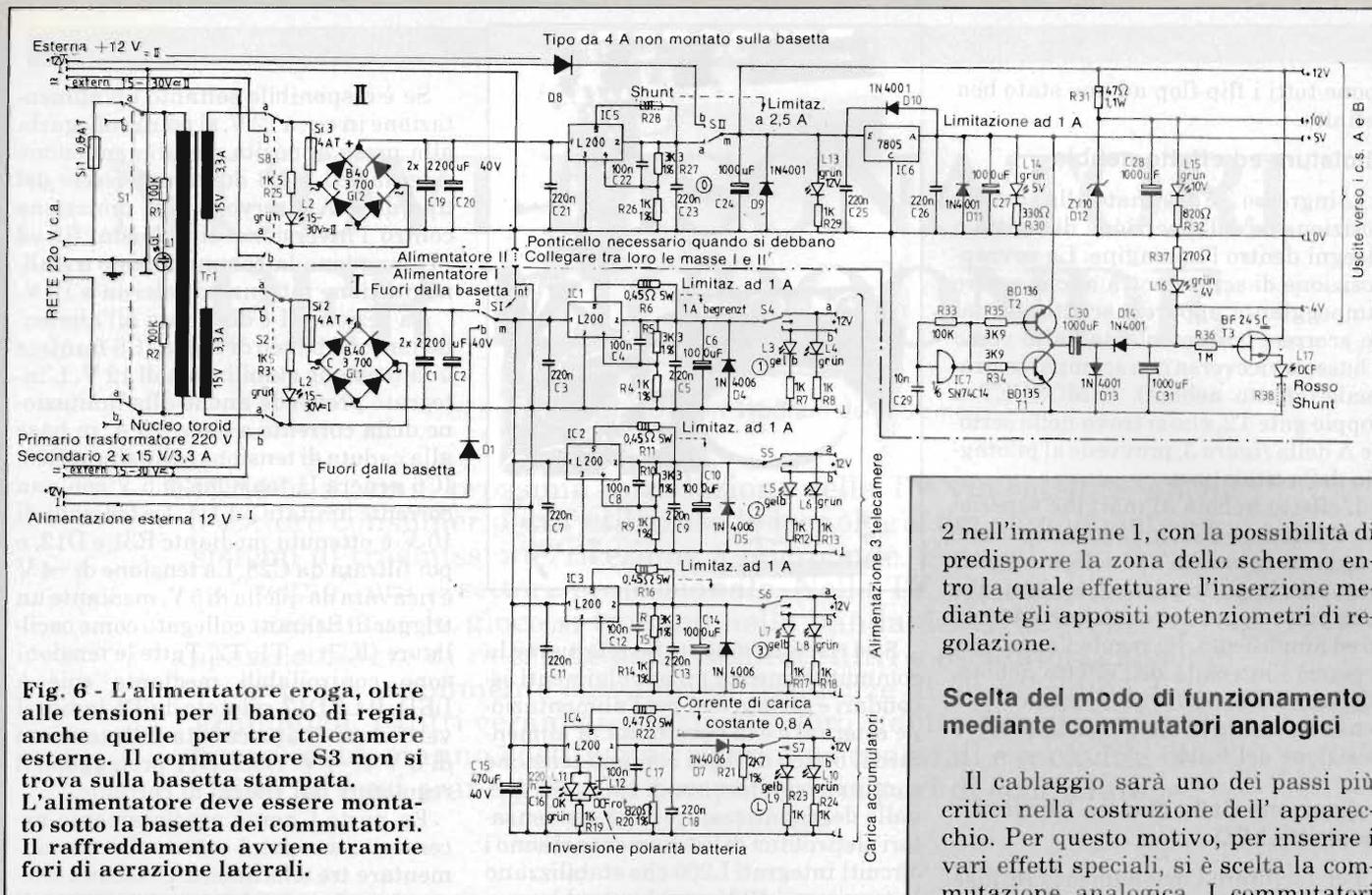



Fig. 6 - L'alimentatore eroga, oltre alle tensioni per il banco di regia, anche quelle per tre telecamere esterne. Il commutatore S3 non si trova sulla basetta stampata. L'alimentatore deve essere montato sotto la basetta dei commutatori. Il raffreddamento avviene tramite fori di aerazione laterali.

— Commutazione dal segnale 1 al segnale 2 durante l'intervallo di spegnimento verticale (cambio istantaneo)
— Dissolvenza gaduale
— Presentazione di due immagini "incastrate" l'una nell' altra in modo diverso (*figura 5*).

I profili di separazione delle due immagini, che si potranno ottenere con il nostro banco di regia, sono visibili in *figura 5* e si ottengono applicando una o più tensioni impulsive ai comparatori IC1 ed IC2 della sezione I di *figura 3*. La formazione di un profilo circolare si otterrà, per esempio, applicando contemporaneamente gli impulsi a parabola orizzontale e verticale.

La seguente manovra non era prevista nel progetto, ma funziona: premendo contemporaneamente due pulsanti si combinano i due effetti, e si ottiene una nuova figura formata dalla sovrapposizione delle due immagini.

I due comparatori possono essere combinati tramite IC3, in modo da produrre inserti agli angoli dell'immagine. IC4 permette un'inversione logica del segnale di separazione delle immagini e quindi uno scambio tra le immagini 1 e 2.

Le tensioni continue per i comparatori IC1 ed IC2 necessarie alla regolazione degli effetti speciali possono essere prodotte, a scelta, in modo manuale od automatico. La commutazione "manuale"/"automatico" avviene grazie ad IC7. Il regolatore degli effetti speciali serve per la regolazione nel caso di funzionamento manuale. IC6 permette di invertire la direzione di regolazione. E' così possibile far scorrere le immagini a partire da sinistra, da destra oppure in direzione concorde. Al termine della corsa di regolazione basterà commutare solo IC5 (interruttore "inversione" chiuso); poichè IC5 commuta nell' intervallo di spegnimento verticale, la commutazione non sarà visibile sull'immagine.

Con S2 si può predisporre un'opportuna "finestra", regolabile a piacere, nella quale inserire un'altra immagine. La posizione e la grandezza della finestra si possono regolare mediante R23......R26.

Per meglio separare le due immagini che appaiono sullo stesso quadro, si può anche inserire una linea nera di delimitazione: essa si può attivare mediante S3 ed inserire in dissolvenza mediante il commutatore analogico AS15.

In posizione "key" la commutazione tra i segnali 1 e 2 potrà essere effettuata internamente, a mezzo dei valori di luminosità del segnale video 2, oppure esternamente con il segnale video 3. Si potrà anche "incastonare" l'immagine 2 nell'immagine 1, con la possibilità di predisporre la zona dello schermo entro la quale effettuare l'inserzione mediante gli appositi potenziometri di regolazione.

Scelta del modo di funzionamento mediante commutatori analogici

Il cablaggio sarà uno dei passi più critici nella costruzione dell' apparecchio. Per questo motivo, per inserire i vari effetti speciali, si è scelta la commutazione analogica. I commutatori analogici comandati a distanza, tipo CD 4066, aggiungono anche il vantaggio di un maggiore comfort nell'azionamento dell'apparecchio.

La commutazione tra il funzionamento in dissolvenza (fading) e quello che prevede la separazione netta tra le immagini (wipe) avviene tramite IC13 (sezione I della *figura 3*). Il flip flop commuta lo stato delle uscite ad ogni pressione del pulsante "fader". In posizione "dissolvenza", si potrà scegliere in anticipo la posizione dell'inserto controllandola sullo schermo del monitor.

Per la scelta del profilo dell'inserto ci sono i flip flop D tipo 74 LS 175. La pressione di un tasto manda dapprima a potenziale alto l'ingresso D e poi produce la comparsa di un impulso di sincronismo per il rilievo dell'informazione. La *figura 5* mostra i profili possibili.

La pressione di un tasto per più di due secondi consecutivi provocherà il "set" ritardato del flip flop IC17, tramite IC16. Si potrà allora inviare ad IC1, tramite il commutatore analogico AS7, una tensione (a bassa frequenza) per la modulazione dell'inserto sagomato. La breve pressione di un tasto cagiona il "reset" di IC17.

Quando l'apparecchio viene acceso, il condensatore C3 (sezione F) predi-

spone tutti i flip flop ad uno stato ben definito.

Titolatura ed effetto nebbia

L' ingresso 3 è destinato alla sovrapposizione od all'inserzione di scritte o disegni dentro l'immagine. La sovrapposizione di scritte potrà anche essere lampeggiante, oppure le scritte potranno scorrere lentamente dall'alto verso il basso o viceversa con scomparsa graduale (effetto nebbia). Il MOSFET a doppio gate T2, che si trova nella sezione A della *figura 3*, provvede al pilotaggio della titolatura.

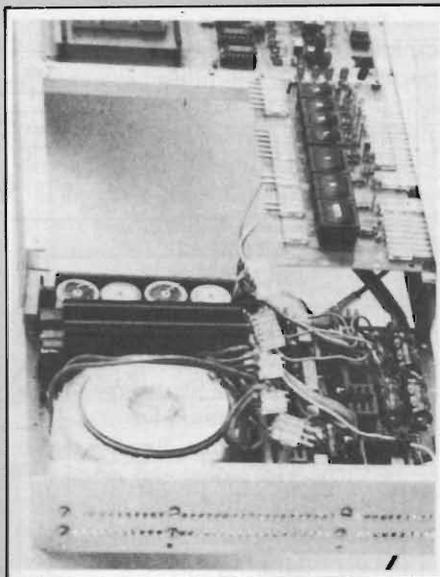
L'effetto nebbia al margine superiore od inferiore dell'immagine si ottiene in quanto la base di T18 nella sezione D riceve un impulso parabolico verticale. L'impulso appare al collettore, invertito ed amplificato. R5 regola l'ampiezza e perciò l'intensità dell'effetto nebbia. Mediante R4, viene sovrapposta una tensione continua che serve a fissare la posizione del testo.

Indicazione delle diverse funzioni mediante LED

Per facilitare l'azionamento in fase di ripresa sono stati previsti diversi LED che indicano le varie funzioni. La posizione della linea di separazione delle due immagini è indicata da una fila di LED pilotata da IC20 (sezione G dello schema). Due LED bicolori (LED2 e LED3) indicano intanto su quale dei due terminali si trovano i cursori dei regolatori di effetto speciale degli ingressi 1 e 2 (sezione H dello schema).

Il LED4 ed il LED5 (sezione B dello schema) si accendono appena un regolatore di missaggio viene aperto anche di poco. I LED possono essere anche applicati al quadretto indicatore delle telecamere. Volendo un'analoga indicazione anche per il terzo regolatore di missaggio, occorrerà prevedere il collegamento per un contatto meccanico di finecorsa sul circuito stampato. Altre indicazioni a LED potranno essere predisposte per la visualizzazione di ulteriori funzioni.

L'alimentazione doppia

Il commutatore S1 (*figura 6*) collega alla rete il trasformatore di alimentazione, che ha due avvolgimenti secondari destinati a due alimentatori separati: la parte I servirà per le tre telecamere e per la carica delle batterie, e la parte II per l'alimentazione del banco di regia.

S2 e rispettivamente S8 effettuano la commutazione tra gli avvolgimenti secondari e gli ingressi per l'alimentazione esterna; c'è la possibilità di alimentare il banco di regia con una tensione continua od alternata di 15.......30 V. A valle del raddrizzatore e dei condensatori elettrolitici di livellamento ci sono i circuiti integrati L200 che stabilizzano la tensione a 12 V; essi hanno bisogno di un adeguato raffreddamento che si ottiene mediante dissipatori correttamente dimensionati; i dissipatori dovranno essere disposti in una posizione ben ventilata all'interno del mobile, perchè i circuiti integrati interrompono automaticamente l'alimentazione anche per sovraccarico termico.

Se è disponibile soltanto un'alimentazione in c.c. a 12 V, si potrà collegarla alla presa apposita per alimentazione esterna. D1 e D8 dovranno essere del tipo da 4 A e servono alla protezione contro l'inversione di polarità. SI ed SII eseguono la commutazione tra alimentazione interna ed esterna a 12 V.

La sezione II è destinata all'alimentazione del banco di regia. IC5 fornisce una tensione stabilizzata di 12 V. L'integrato provvede anche alla limitazione della corrente a circa 2,5 A, in base alla caduta di tensione sullo shunt R28. IC6 genera la tensione di 5 V con una corrente limitata ad 1 A. La tensione di 10 V è ottenuta mediante R31 e D12, e poi filtrata da C28. La tensione di −4 V è ricavata da quella di 5 V, mediante un trigger di Schmitt collegato come oscillatore (IC7), e T1, T2. Tutte le tensioni sono controllabili mediante spie a LED. Il LED17, pilotato da T3, indica il verificarsi di una caduta delle tensioni di 5 V e −4 V. D9.....D11 proteggono il regolatore dai ritorni di corrente.

La parte I non è assolutamente necessaria, ma potrà eventualmente alimentare tre telecamere. Ciascuna telecamera dispone del suo regolatore di tensione a 12 V e di un limitatore di corrente ad 1 A.

Le tensioni di alimentazione possono essere escluse o collegate singolarmente con S4, S5 ed S6. Le relative segnalazioni avvengono mediante LED.

IC4 forma il carica-batterie a 12 V, erogando una corrente costante di 0,8 A. Le modifiche si potranno eseguire usando le seguenti formule (tensione finale di carica con batteria non ancora collegata!):

V = 2,75 + (1 + R21 (R20)

dove

R20 = 0,75 ... 1 kΩ
$I_{\omega st.}$ = 0,45 [V]/R22 Ω
(max. 2,5 A)

D7 evita che una batteria collegata possa scaricarsi quando la tensione di carica venga comunque interrotta. La corrente di carica può essere commutata tra due uscite, oppure esclusa, mediante S7.

R19, L11 ed L12 servono a proteggere il circuito dall'inversione di polarità. L12 si accende se la batteria è collegata invertita (potrebbe sempre esserci un residuo di carica nella batteria); L11 segnala che tutto va bene. I diodi D4, D5 e D6 proteggono il regolatore da eventuali correnti di ritorno provenienti dal carico.

(*continua*)

NUOVI RISONATORI PER MICROONDE

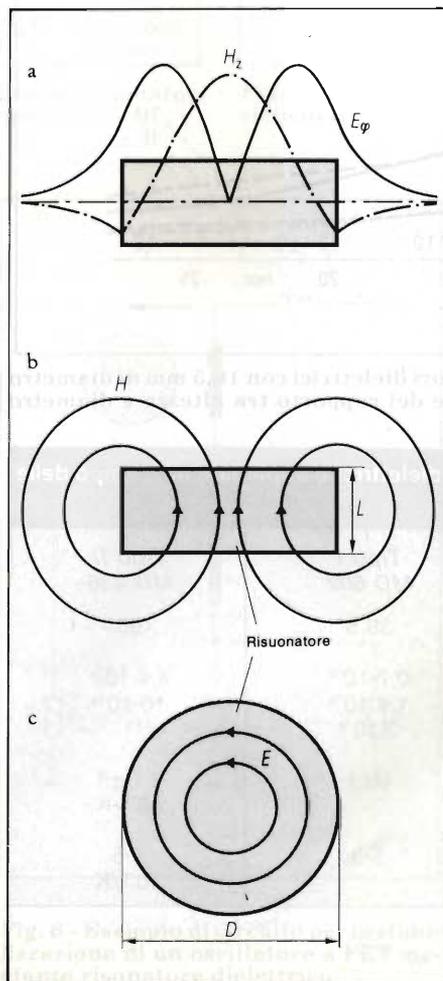
di Konrad Pöbl e Gisbert Wolfram della Siemens

Grazie alla ormai prossima introduzione della TV via satellite, anche il settore consumer potrà utilizzare le tecnologie dei componenti e i sistemi di trasmissione/ricezione a microonde. Fino ad oggi il loro "regno" era il settore professionale. Nella TV via satellite, le frequenze in gioco si trovano nella banda dei GHz. Nelle apparecchiature di ricezione sono richiesti filtri e oscillatori capaci di lavorare stabilmente su valori di frequenze di quest'ordine di grandezza. I filtri ceramici, grazie alle loro ridotte dimensioni e al basso costo, stanno sostituendo risonatori coassiali e a cavità, che fino ad oggi erano gli unici componenti capaci di soddisfare le suddette esigenze.

Nel settore delle microonde, la miniaturizzazione dei componenti attivi iniziò dopo il 1963 con l'introduzione dei semiconduttori, e in particolare, dell'arseniuro di gallio nei dispositivi lavoranti nella banda dei GHz. I circuiti ibridi, realizzati su substrati di materiale ceramico e di plastica, sono stati per molto tempo la tecnologia maggiormente impiegata. Attualmente si sta studiando alacremente per introdurre l'integrazione monolitica anche in questo settore.

In questa corsa verso la miniaturizzazione, i filtri di elevata qualità e gli oscillatori a stabilità elevata sono rimasti fino ad oggi un problema insoluto. In passato, l'unica soluzione valida a questo problema è stata data dai risonatori coassiali e a cavità (invar), tuttora molto costosi e ingombranti.

Con i risonatori dielettrici descritti in questo articolo, sembra che finalmente sia stata introdotta una soluzione economica e capace di soddisfare esigenze molto professionali.

Fig. 1 - Configurazione dei campi elettrici e magnetici in un risonatore dielettrico a disco, modo fondamentale H_{01}
a = distribuzione del campo magnetico (H_z) e del campo elettrico (E_φ)
b = linee di forza del campo magnetico (H)
c = linee di forza del campo elettrico (E)

La tecnologia dei risonatori convenzionali

Attualmente, il sistema migliore per ridurre le dimensioni di un risonatore consiste nel realizzarlo in forma di microstrip su substrati di allumina (risonatori microstrip). A causa però delle inevitabili perdite di conduzione, il fattore di qualità (Q) raggiunge il valore massimo di 300 a pochi GHz. Nella banda di frequenze compresa tra 2 e 10 GHz, le dimensioni dei risonatori coassiali e a cavità sono dell'ordine di 50 mm. Se questi risonatori vengono riempiti con materiale a basse perdite (costante dielettrica ε_r elevata) è possibile ridurre le loro dimensioni di un fattore pari a $1/\sqrt{\varepsilon_r}$; ma in questo caso si ottiene un rapporto sfavorevole tra volume e area, che tende a ridurre l'impedenza del risonatore. Conseguenza: aumento della densità di corrente e delle perdite, e di conseguenza diminuzione del fattore di merito Q.

Il risonatore dielettrico

Una brillante soluzione a questo problema (1, 2, 3) è offerta dal risonatore dielettrico (DR). Nella sua forma più semplice, esso è costituito da un cilindro di materiale isolante con costante dielettrica (ε_r) elevata e diametro D pari a

$$D \approx \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon_r}$$

nella quale λ_0 è la lunghezza d'onda nel vuoto alla frequenza di risonanza.

In questi caso, il fattore di merito Q del risonatore è quasi esclusivamente determinato dalle perdite dielettriche del materiale con cui è stato fatto.

La configurazione delle linee di forza dei campi elettrici e magnetici di un risonatore dielettrico è uguale a quella dei modi E e H delle cavità risonanti convenzionali in metallo. La *figura 1* indica la configurazione e l'intensità delle linee di campo quando il risonatore lavora nel modo più basso H (modo TE). L'indice $\delta < 1$ sta ad indicare che i campi raggiungono anche la parte esterna del risonatore dielettrico, requisito questo importante per poterli accoppiare a componenti attivi (a transistori, per esempio).

La frequenza di risonanza del risonatore dielettrico è funzione del rapporto tra l'altezza L e il diametro D. Questa interdipendenza appare molto evidente nella *figura 2*, dove è riferita a cilindri con diametro D = 16,5 mm e $\varepsilon_r = 83$. In particolare il rapporto L/D = 0,4 è particolarmente favorevole in quanto in corrispondenza di esso si ha la massima separazione tra la frequenza della fondamentale e il modo di funzionamento limitrofo. Questa separazione può esser ulteriormente incrementata effettuando un foro concentrico nel cilindro.

Di regola, i circuiti lavoranti a frequenze elevate vengono sempre schermati mediante un contenitore metallico il quale consente di evitare sia le perdite per irradiazione sia eventuali interferenze RF verso altri circuiti esterni. Se le pareti dello schermo distano dal risonatore dielettrico in una misura pari a D/2, le perdite di conduzione, indotte nello schermo, risulteranno trascurabili; ciò non toglie però che non venga influenzata la frequenza di risonanza del risonatore. Quest'ultimo fenomeno potrà però essere sfruttato per effettuare l'operazione di sintonia-fine del circuito. Per esempio, inserendo nella parete dello schermo una vite sarà possibile variare la frequenza di risonanza del risonatore dielettrico entro una banda di frequenze abbastanza larga. Nella *figura 3* sono riportati alcuni possibili modi di accoppiamento della linea al risonatore funzionante nel modo TE: in tutti e tre i casi, l'accoppiamento è effettuato dai campi magnetici prodotti dalla corrente circolante nel conduttore.

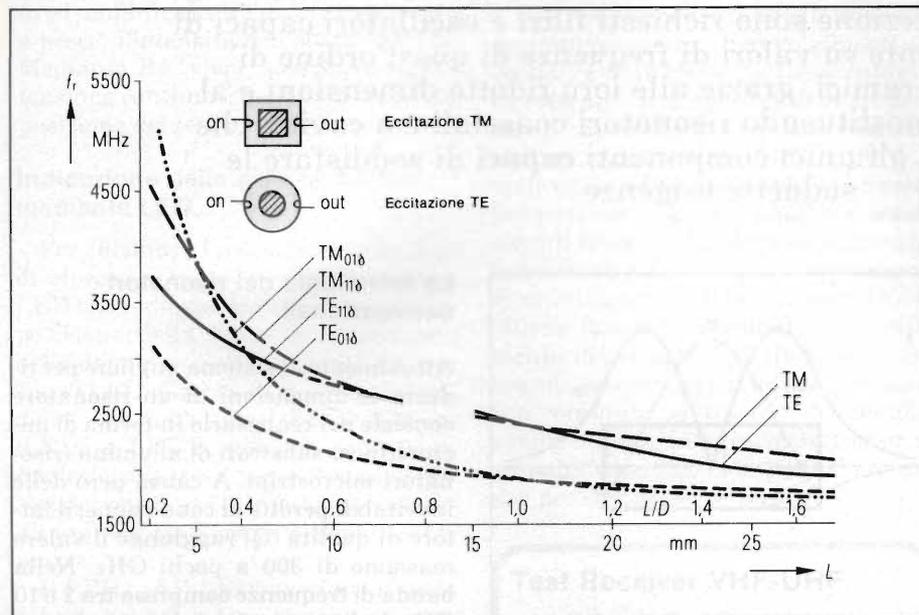



Fig. 2 - Frequenze di risonanza nei risonatori dielettrici con 16,5 mm di diametro e permittività relativa ε_r = 83, in funzione del rapporto tra altezza e diametro (L/D).

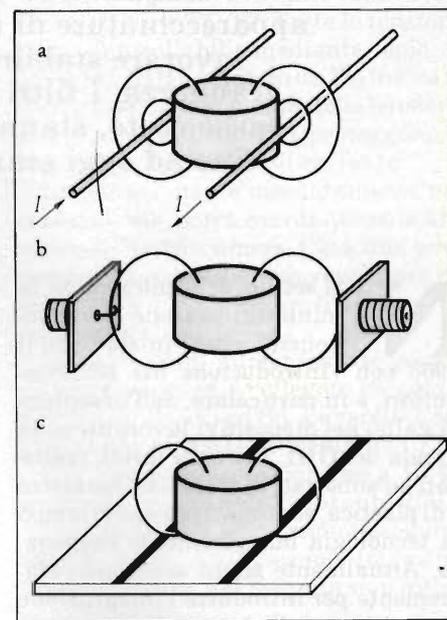



Fig. 3 - Sistemi di accoppiamento magnetico in un risonatore dielettrico (modo fondamentale). In c, l'accoppiamento avviene mediante linea microstrip.

Tabella 1 - Caratteristiche delle ceramiche dielettriche impiegate nel campo delle microonde.

	Tipo I MD 602	*Tipo II* MD 436
Permittività relativa ε_r	38,5	90
Fattore di perdita (tan δ) a		
2 GHz	$0,7 \cdot 10^{-4}$	$4,4 \cdot 10^{-4}$
6 GHz	$1,4 \cdot 10^{-4}$	$10 \cdot 10^{-4}$
10 GHz	$2 \cdot 10^{-4}$	
Coefficiente di temperatura TC_f della frequenza di risonanza	0±1	+7 ±1 10^{-6}/K
Coefficiente di dilatazione termica lineare a_1	5·3	9·5 10^{-6}/K

Tabella 2 - Caratteristiche dei filtri passa-banda realizzati con risonatori dielettrici

	Filtro I	*Filtro II*	
Frequenza centrale f_o-3dB	6788	2499	MHz
Larghezza di banda B	49	26	MHz
Perdite d'inserzione d	0,85	1,2	dB

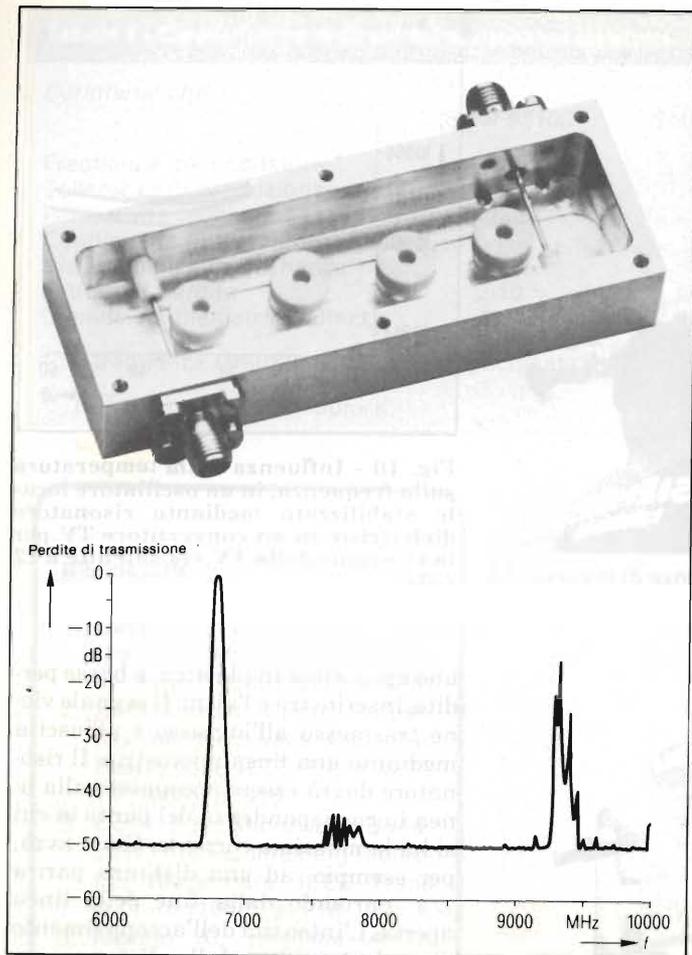



Fig. 4 - Filtro passa-banda a 4 poli realizzato con risonatori dielettrici e relativa curva caratteristica diretta.

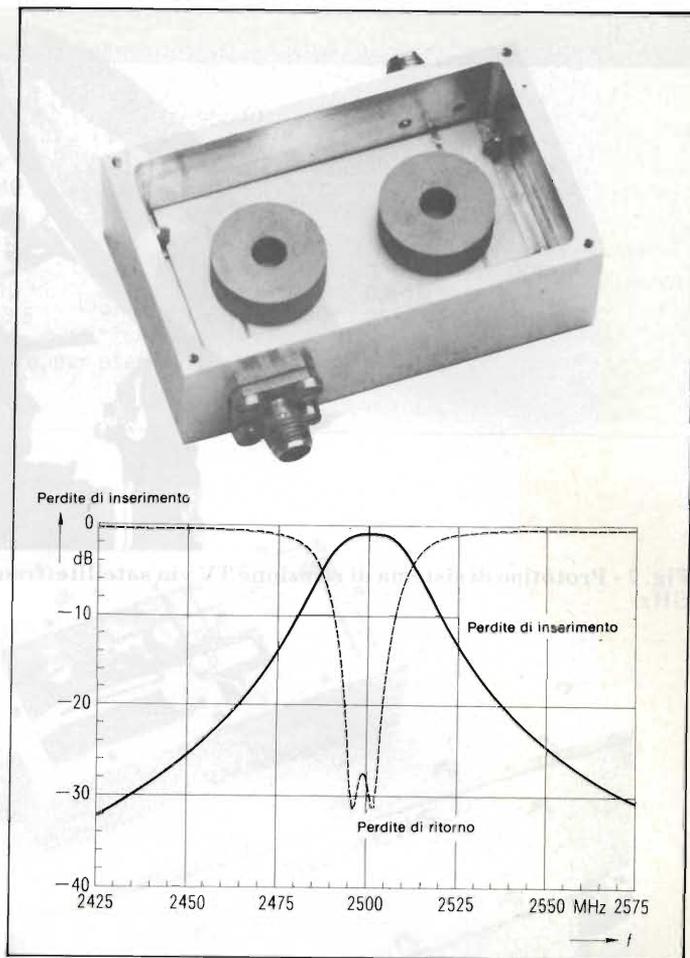



Fig. 5 - Filtro passa-banda a 2 poli, e relative curve caratteristiche.

Caratteristiche del materiale

Per poter ottenere contemporaneamente una miniaturizzazione adeguata ed un'ottima riproducibilità della frequenza di risonanza, occorre che il valore della permittività del dielettrico (ε_r) si trovi tra 30 e 200.

Il fattore di merito Q richiesto dipenderà ovviamente dalla particolare applicazione in cui verrà impiegato il risonatore; esso dovrà ad ogni modo essere almeno uguale $Q_0 = 1/\text{tang}\ \delta = 1000$. Se il risonatore dielettrico vuole essere un'alternativa veramente valida nei confronti delle cavità invar, il coefficiente di temperatura della sua frequenza di risonanza non dovrà essere più elevato di 10^{-6}/K.

Per la realizzazione di risonatori dielettrici sono stati sviluppati dalla Siemens due tipi di ceramiche. Nella *tabella 1* sono riportate le caratteristiche di ciascun tipo. Il tipo I con $\varepsilon_r \approx 40$ è particolarmente indicato per essere impiegato nel campo di frequenze al di sopra dei 5 GHz. Il tipo II consente di realizzare risonatori di dimensioni più piccole, ed è più adatto per lavorare a frequenze al di sotto di 5 GHz. In quest'ultimo materiale occorre però tener presente che il tang δ è più elevato, e di conseguenza, risulterà più basso il fattore di merito Q.

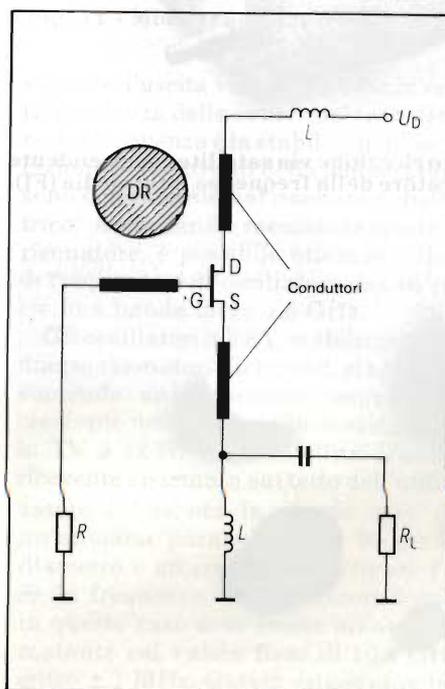



Fig. 6 - Esempio di circuito per la stabilizzazione di un oscillatore a FET mediante risonatore dielettrico.

Applicazioni possibili

Filtri passa-banda realizzati con risonatori dielettrici

Nelle *figure 4* e *5* sono riportati due filtri realizzati con i risonatori dielettrici descritti nonché le loro caratteristiche dirette. I dati più particolareggiati sono riportati nella *tabella 2*.

Nel filtro a quattro risonatori, lavorante alla frequenza centrale di 6788 MHz, i segnali d'ingresso e d'uscita vengono accoppiati mediante una linea in aria. I risonatori dielettrici sono montati su una piastra di anidride silicica fusa.

Nel filtro a due risonatori, lavorante sulla frequenza centrale di 2,5 GHz, i risonatori dielettrici sono stati incollati su un substrato di allumina tramite

Fig. 7 - Prototipo di sistema di ricezione TV via satellite (frequenza di lavoro = 12 GHz)

Fig. 10 - Influenza della temperatura sulla frequenza, in un oscillatore locale stabilizzato mediante risonatore dielettrico, in un convertitore TV per la ricezione della TV via satellite a 12 GHz.

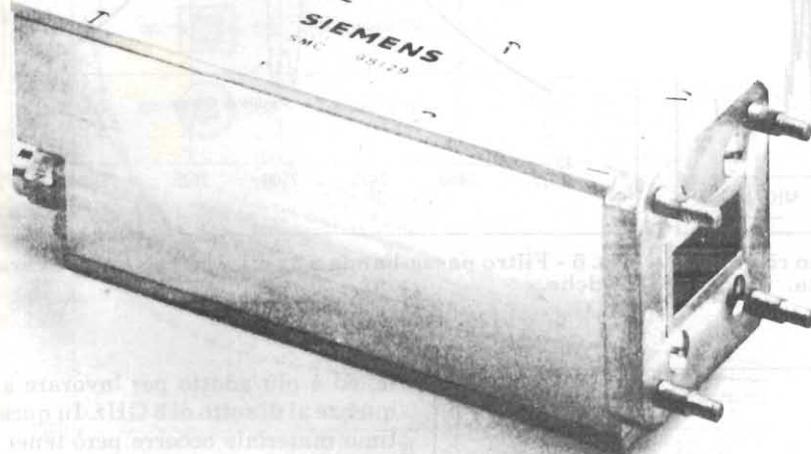



Fig. 8 - Unità completa esterna per impianto ricezione via satellite comprendente l'amplificatore, lo stadio mixer e l'amplificatore della frequenza intermedia (FI).

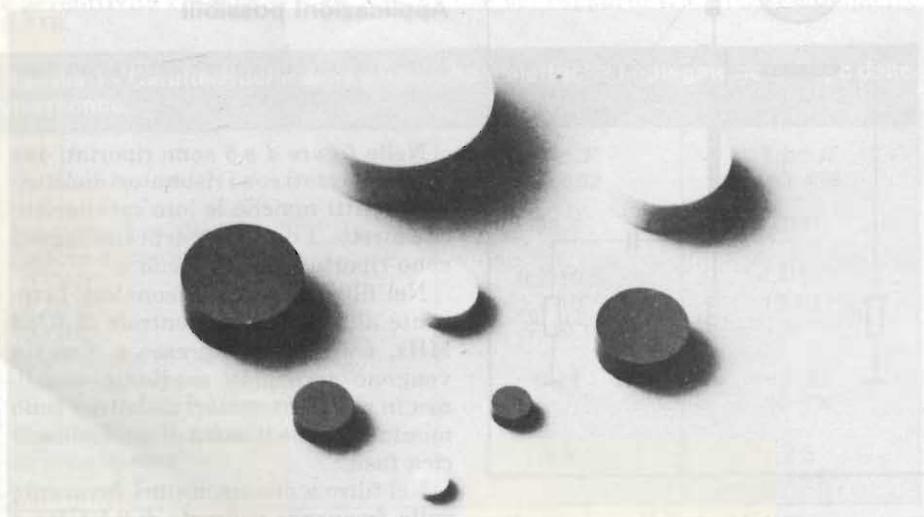



Fig. 9 - Risonatori dielettrici dimensionati per funzionare a differenti valori di frequenze.

uno spaziatore in plastica, a basse perdite, inserito tra e l'altro. Il segnale viene trasmesso all'ingresso e all'uscita mediante una linea microstrip. Il risonatore dovrà essere accoppiato alla linea in corrispondenza del punto in cui si ha la massima corrente. Ciò si avrà, per esempio, ad una distanza pari a $\lambda/4$, partendo dalla fine della linea aperta. L'intensità dell'accoppiamento dipenderà inoltre dalla distanza esistente tra risonatore e linea. Anche l'accoppiamento tra i risonatori viene effettuato ad opera del campo magnetico. La regolazione dell'intensità dell'accoppiamento è molto critica nel filtro indicato; l'intensità tende infatti a diminuire approssimativamente in maniera esponenziale, al variare della distanza esistente tra i centri dei risonatori. Il fattore di qualità di questo filtro dipende principalmente dalle perdite di conduzione che hanno luogo nella stripline. C'è da dire che in questa applicazione, le caratteristiche del materiale vengono sfruttate al completo.

Stabilizzazione della frequenza in oscillatori a semiconduttore

È molto facile stabilizzare la frequenza di oscillatori a semiconduttore mediante un risonatore dielettrico.

Con oscillatori Gunn e a FET, ciò può essere ottenuto in vari modi (4...5).

Un tipico esempio è riportato nella *figura 6*. Si tratta di uno schema tipico di oscillatore a FET GaAs funzionante nella banda X. Qui, il segnale amplificato, presente sul drain, viene riportato sul gate mediante un risonatore dielettrico. Per sopprimere le oscillazioni spurie, la linea del gate viene "terminata" su un carico resistivo adattato. Il

Tabella 3 - Caratteristiche di alcuni tipi di risonatori dielettrici.

Caratteristiche	Tipo SMR 95100	SMR 95060	SMR95040	SMR 95020	
Frequenza del risonatore *	10	6	4	2	GHz
Tolleranze di produzione	± 50	± 40	± 25	± 20	MHz
Permittività relativa ε_r	38.5	38.5	38.5	38.5	
Coefficiente di temperatura TC_f alla frequenza di risonanza **	+ 1	+ 1	+ 1	+ 1	ppm/K
Fattore di perdita	$2 \cdot 10^{-4}$	$1,5 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$0,8 \cdot 10^{-4}$	
Dimensioni diametro x altezza	5 x 2	9 x 3,5	13 x 5	25 x 10	mm

* La frequenza centrale deve essere specificata dall'utilizzatore; per esempio, 9,2 GHz.

** Tolleranza tipica ± 1 ppm/K.

Fig. 11 - Modulo oscillatore SMC 95 120 funzionante con risonatore dielettrico.

segnale d'uscita viene prelevato in corrispondenza della source del transistore. La frequenza e la stabilità dell'oscillazione nei confronti della temperatura sono determinate dal risonatore dielettrico. Accordando meccanicamente il risonatore, è possibile ottenere valori di frequenza dell'oscillatore situati entro una banda larga 1,5 GHz.

Gli oscillatori a FET, stabilizzati mediante risonatori dielettrici, stanno assumendo un'importanza sempre più crescente nel campo della ricezione della TV a 12 GHz via satellite. L'unità ricevente sistemata sul tetto dell'utilizzatore è formata in questo caso da un'antenna parabolica con 90 cm di diametro e un convertitore *(figure 7 e 8)*; la frequenza dell'oscillatore locale in questo caso deve essere mantenuta costante sul valore fisso di 10,8 GHz entro ± 1 MHz. Questa esigenza potrà essere soddisfatta in modo semplice e relativamente poco costoso mediante un risonatore dielettrico (9) *(figure 9 e 10)*.

Conclusione

L'introduzione di nuovi materiali appositamente studiati per la realizzazione di risonatori dielettrici ha consentito agli specialisti che lavorano nel campo delle microonde di realizzare sistemi di risonanza attivi e passivi che occupano poco spazio e hanno un costo ragionevole. Una prima famiglia di risonatori dielettrici prodotti dalla Siemens è già disponibile in commercio. Nei laboratori di sviluppo di questa società si stanno comunque studiando "altre vie" che consentono di ridurre sia le dimensioni sia le perdite dei risonatori dielettrici. ■

Bibliografia

1. *Okaya A., Barash L.F.*: The Dielectric Microwave Resonator. Proc. IRE 50 (1962), p. 2081
2. *Karp A. et al.*: Circuit Properties of Microwave Dielectric Resonators. IEEE Trans. MTT 16 (1968), p. 818
3. *Cohn S.B.*: Microwave Bandpass Filters Containing Dielectric Resonators. IEEE Trans MTT 16 (1968), p. 218
4. *Makino K., Hashima A.*: A Highly Stabilized MIC Gunn Oscillator Using a Dielectric Resonator. IEEE Trans MTT 27 (1979), p. 633.
5. *Hirai K. et al.*: New Types of Frequency-Stabilized Gunn Oscillator. Toshiba Rev. 115 (1978) p. 37
6. *Sone J., Takayama Y.*: A 7 GHz Common-Drain GaAs FET Oscillator Stabilized with a Dielectric Resonator. NEC Res. & Develop. 49 (1978), p. 1
7. *Abe A. et al.*: A Highly Stabilized Low-Noise GaAs FET Integrated Oscillator with a Dielectric Resonator in the C Band. IEEE Trans. MTT 26 (1978), p. 156
8. *Ishihara O. et al.*: A Highly Stabilized GaAs FET Oscillator Using a Dielectric Resonator Feedback Circuit in 9-14 GHz. IEEE Trans. MTT 28 (1980), p. 817
9. *Dessert R. et al.*: All FET Front-End for 12 GHz Satellite Broadcasting Reception. Proc. 8th Europ. Microwave Conf. 1978, p. 638

MUSICA ELETTRONICA

A cura dell'Ing. Paolo Bozzola

Riprende su Selezione, con questo numero, la trattazione di argomenti legati alla musica elettronica e alle sue applicazioni. La rubrica avrà una frequenza mensile o bimensile, e sarà strutturata in forma di "appunti-lampo" riguardanti schemi applicativi, impostazioni delle macchine di sintesi, panorami delle tecniche più attuali, data-sheet di nuovi componenti, etc., di modo che il lettore potrà raccogliere queste note e formare, col tempo, un manuale di consultazione che, speriamo, sarà il più vario possibile. Si parlerà anche di software per applicazioni mono o polifoniche, senza riferirsi ad un particolare computer. Vi sarà spazio anche per materiale elaborato dai lettori, e sarà infine sempre presente un occhiello coi riferimenti bibliografici ed i rimandi alle pubblicazioni più note del settore "musica elettronica ed elettronica".

Per circa due anni Selezione ha ospitato una serie di miei articoli che hanno trattato, nei limiti del possibile, i principali argomenti legati alla costruzione e all'uso di apparecchiature di sintesi "home-made". Molto spazio fu dedicato allo studio dei contenitori, alla scelta dei moduli, fino all'impiego dei componenti di più recente introduzione (i "singoli" integrati per la Musica Elettronica). Ritengo quindi che siano state fornite da Selezione basi sufficienti per proseguire col discorso "Musica Elettronica e sue applicazioni", senza più soffermarci sugli aspetti che potremmo oramai definire "banali", di ogni progetto (il cablaggio, la disposizione dei componenti, interfacciamento, e così via). "Block Notes di Musica Elettronica" sarà, quindi, una collezione di "interventi" che (io o voi) capteremo sulle pubblicazioni specializzate e descriveremo dopo avere sperimentato con cura. Chiaramente, non è possibile a priori definire una scaletta degli argomenti: le cose migliori vanno infatti sempre colte al volo! Però basterà dire che, nel corso dell'anno, sono stati introdotti sul mercato dei nuovi integrati "single" dalle sofisticate prestazioni, per cui sarà logico fornire i dati principali assieme ad una loro applicazione pratica, tipo per tipo; ho visto, poi, delle ottime applicazioni con Personal Computer assai noti: e non sarà male descrivere anche questo. Software: è oramai impensabile gestire una macchina polifonica, o, comunque, dalle prestazioni elevate, senza l'ausilio di un pur minimo computer: cercherò allora di impostare il discorso per vie generali, senza riferimenti particolari ad un sistema specifico, il che significa fornire molti schemi a blocchi, molte idee e tutte da "customizzare", cioé da sviluppare secondo le proprie esigenze.

In definitiva, nello spazio di due-tre pagine, si cercherà di mantenere almeno un contatto con questo argomento - la Musica Elettronica - che altrimenti necessiterebbe di una Rivista totalmente dedicata, se si pensa solo agli argomenti che tipicamente vengono ogni mese discussi sulle Riviste specializzate, quali recensioni, interviste, elementi di composizione elettronica, nuovi prodotti, applicazioni per principianti, musica digitale, e via dicendo. Fortunatamente, un'ottima informazione nel settore è data da "Strumenti Musicali" (Ed. Jackson), anche se chiaramente il pubblico a cui la suddetta Rivista si rivolge non è composto da una maggioranza di esperti di elettronica. Per cui, in definitiva, faremo di questi appunti di Selezione un Notes strettamente tecnico, che giocoforza supplirà alla "condensazione" del discorso fornendo ogni volta una adeguata bibliografia.

Il materiale necessario

Per semplicità di trattazione, io mi baserò sempre sulle seguenti definizioni "standard" per i sistemi di sintesi del suono:

1. Sistema Monofonico Analogico
2. Sistema Monofonico Analogico con interfacce digitali

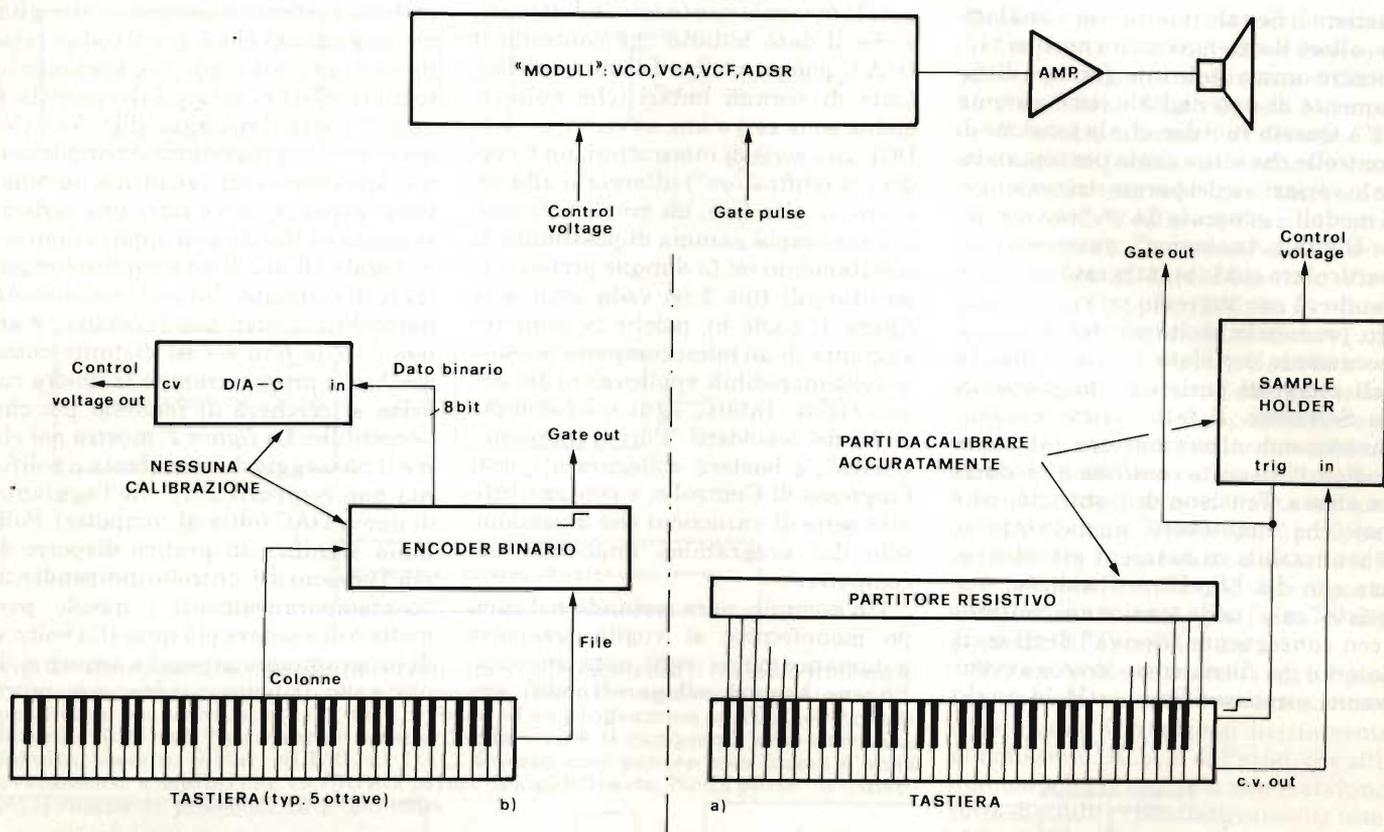



Fig. 1 - Il classico sintetizzatore analogico. Si noti la "macchina di sintesi" vera e propria, costituita dalla fila dei moduli (VCO, VCA, VCF, ADSR). La tensione di controllo e gli impulsi di trigger provengono invece (parte a) dall'oramai in disuso interfaccia analogico (partitore di tastiera e sample hold a condensatore); nella parte "b", invece, la tastiera è controllata da un Encoder Binario che, se trova un tasto premuto, identifica tale tasto con un codice binario univoco che a sua volta viene inviato al Convertitore Digitale-Analogico (DAC). Qui il dato viene convertito in una tensione di controllo precisa e stabile. La situazione della figura 1b sarà la base delle nostre esperienze.

3. Sistema Polifonico con interfacce digitali
4. Sistema Mono/Polifonico interamente digitale

Occorre poi definire "modulo" ogni parte della macchina adibita ad una particolare funzione : oscillatore, per generare le forme d'onda da elaborare; filtro, per "processare" il contenuto armonico dei segnali generati dagli oscillatori; amplificatori dal guadagno controllabile, per variare la dinamica dei segnali elaborati; generatori di funzione, che, a comando, generano una tensione che cresce, e poi decresce tornando allo zero, utile per pilotare filtri e amplificatori. Questi quattro elementi sono ancora oggi alla base dei più sofisticati sintetizzatori, fatta debita esclusione per le macchine completamente computerizzate. Io amo definire "modulo" un elemento di un sintetizzatore anche se in effetti la macchina non è modulare: ciò perché è più facile descrivere una applicazione di un "modulo", avendo distinto la funzione, gli ingressi e le uscite. Ad esempio, sulla scheda E-mu, che è un unico circuito stampato sul quale trova posto un completo sint analogico, tutte le funzioni sono raggruppate una accanto all'altra: ciononostante, è più comodo considerare egualmente "modulare" la struttura, separando in pratica i VCO dai VCA dai VCF dagli ADSR etc. Si noti la fotografia 1. Questo discorso introduttivo va tenuto presente poiché illustreremo su queste pagine sempre delle applicazioni "modulari": cioé mai verrà discussa una intera struttura di sintesi. Sarà l'utente che dovrà collegare i vari moduli in modo da formare la macchina a lui più adatta. Riprendendo l'elenco di apertura, allora, dirò che il punto 1) non verrà più preso in considerazione: sono oramai finiti i tempi dei Sample/Hold, dei partitori di tastiera, etc; il punto 2) sarà invece la base di partenza per arrivare al punto 3); il punto 4) sarà trattato in articoli dedicati, magari più lunghi del normale onde coprire in una volta sola la specifica applicazione. Adesso, chiarirò con alcuni schemi a blocchi quello che io intendo per strutture di tipo 1, 2, 3 e 4.

La *figura 1* mostra il tipico sint "da che mondo è mondo", con la serie dei moduli atti a generare i segnali e a modificarli, e il cosidetto "interfaccia per

BLOCK NOTES

tastiera". Se tale interfaccia è analogico, allora il sistema rientra nel tipo "1", mentre oramai tale interfaccia è diffusamente di tipo digitale (cioé sistema "2"). Questo vuol dire che la tensione di controllo che viene usata per comandare le variazioni dei parametri nei singoli moduli è generata da un "convertitore Digitale-Analogico", ovverossia un particolare circuito integrato che, ricevendo al suo ingresso un codice binario, produce in uscita una tensione univocamente correlata a tale codice. Di tali integrati parlammo ampiamente su Selezione. Il fatto notevole è che, mantenendo al suo ingresso il suddetto codice, l'integrato continua a produrre la stessa Tensione di Controllo, ed è noto che "mantenere" un dato binario è realizzabile in maniera semplicissima con dei Flip-Flop. Risultato: non esiste "calo" nella tensione di controllo (con conseguente "deriva" degli oscillatori o dei filtri), come invece avveniva nei sorpassati Sample/Hold Analogici. Il notevole vantaggio indotto, poi, è che il dato binario che controlla il D/A-C può provenire da una qualsiasi fonte di segnali binari (che notoriamente sono zeri o uni, ovvero 0 o +5 V DC): una serie di interruttori, un Encoder ("Codificatore") allacciato alla tastiera, o, alla fine, un microcomputer. Questa ampia gamma di possibilità di sfruttamento mi fa dunque preferire le strutture di tipo 2 (si veda sempre la *figura 1*, parte b), poiché la semplice aggiunta di un microcomputer permette delle incredibili applicazioni del sintetizzatore. Infatti, ogni microcomputer ha dei cosiddetti "Port di Ingresso e Uscita", e basterà collegare a questi l'ingresso di Controllo, e con una infinita serie di variazioni che dipendono solo dal programma impostato nel computer.

Un esempio, pure restando nel campo monofonico: si voglia trasporre automaticamente ogni nota suonata. Ebbene, basterà collegare il codificatore della tastiera al computer. Qui gira un programma che legge il codice relativo ad ogni nota suonata, aggiunge (o toglie) l'offset richiesto dal musicista, e quindi passa il risultato al D/A-C. Come si vede, il programma è semplicissimo. Ma allora anche sequenze automatiche, arpeggi, cori e tutta una serie di svariate e affascinanti applicazioni sono legate all'uso di un semplice computer (e di computer didattici ne esistono parecchi e a costi non eccessivi): è un mondo che non è così distante come sembra, e proprio tramite la nostra rubrica si cercherà di renderlo più che accessibile. La *figura 2*, mostra poi come il passaggio da monofonia a polifonia non comporti altro che l'aggiunta di nuovi DAC (oltre al computer). Polifonia significa in pratica disporre di più Tensioni di Controllo indipendenti, "contemporaneamente": questo permette o di suonare più note alla volta, o di programmare arpeggi e sequenze di più note. Il lettore, comunque, potrà

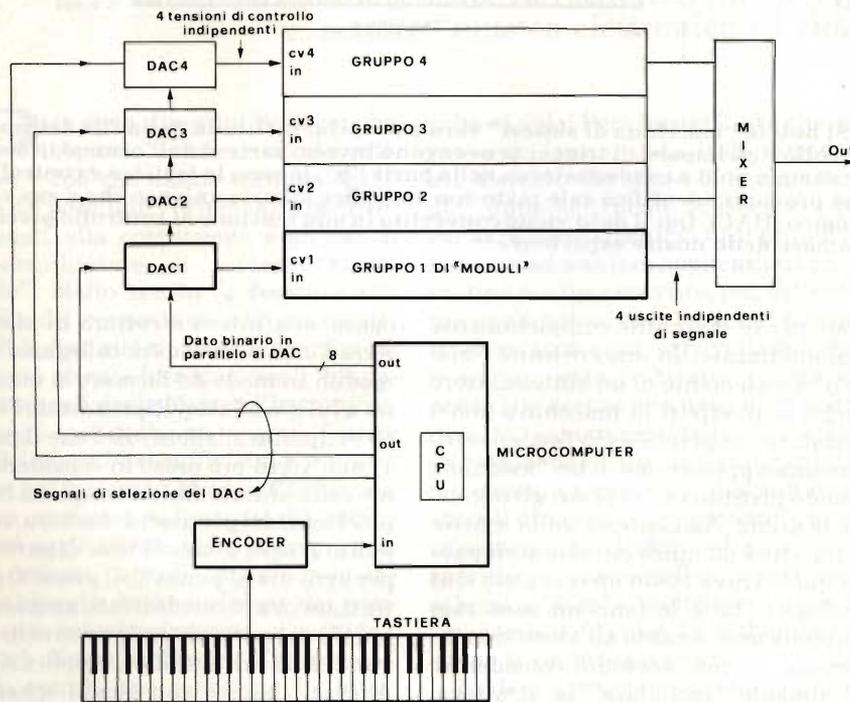



Fig. 2 - Un sintetizzatore analogico, mono o polifonico, controllato da apparecchiature digitali. Si noti che è presente un computer, posto fra Encoder e DAC (vedasi per contro, la fig. 1b), che elabora il dato in arrivo dalla tastiera prima di passarlo al (o ai) DAC. I moduli in grassetto sono i soli necessari in monofonia: come si vede, allora, è sufficiente aggiungere nuove file di moduli analogici e nuovi DAC per avere più voci. Ogni fila può benissimo essere una scheda E-mu.

Un classico integrato dedicato per la generazione completamente digitale di segnali audio. Per raggiungere prestazioni analoghe, occorre rivolgersi a chip altamente specializzati, poco diffusi poiché vengono usati dalle stesse case, produttrici di strumenti musicali, che li fabbricano (Yamaha, etc.): oppure occorre mettere insieme un hardware complesso, come è per i moduli Mountain View usati con sistemi personal come l'Apple.

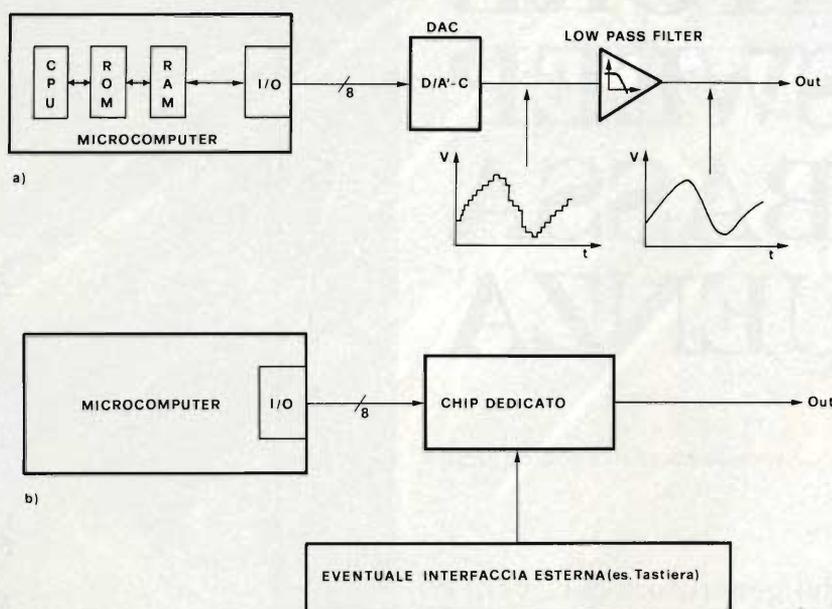



Fig. 3 - Sintesi totalmente digitale. Nella parte a) è mostrato il classico sistema di "sintesi a campionamento", ove un computer (sempre necessario con queste impostazioni esclusivamente digitali), in base ad un programma in ROM, elabora le informazioni sul "pezzetto di forma d'onda" (cioé il campione) che andranno fornite, tramite il Port di I/O, al DAC. Questo così genera una forma d'onda ovviamente a scalini che va filtrata prima di amplificarla. Nella parte "b", invece, il computer pilota un chip dedicato.

BIBLIOGRAFIA

1) *ELECTRONIC MUSIC,* di Allen Strange (Ed.: WM C Brown Company)
2) *HOME RECORDING FOR MUSICIANS,* di Craig Anderton (GPI Books)
3) *The BYTE BOOK of COMPUTER MUSIC,* da articoli di BYTE, curato da Chris Morgan, (Ed. BYTE, 70 Main, Peterborough NH 03458 ISA) (*)
4) *SSMT - E-mu Integrated Circuits Applications Notes,* Ed. Solid State Micro Tech for Music, 2076B Walsh Ave, Clara, California, USA (posso procurarlo facilmente) (*)
5) *CEM Integrated Circuits Databook,* da: Curtis Electromusic Specialities Inc., 2900 Mauricia Ave, Santa Clara, California, USA (anche per questo posso provvedere ad eventuali copie)

1) *ELECTRONICS & MUSIC MAKER,* Ed. Maplin Pubblications, 282 London Road, Westcliff-on-sea, Essex SS0 7JG (Inghilterra) (*)
2) *POLIPHONY, PO BOX 20305,* Oklahoma City, OK 73156, USA
3) *KEYBOARD MAGAZINE,* 20605 Lazaneo, Cupertino, CA 95014, USA
4) *ELEKTOR* (versione Italiana), Ed. JCE, Milano
5) Articoli dell'Autore, su *SELEZIONE* (Ed. JCE, Milano), dal n° 1/1980 in poi.

HARDWARE SPECIALIZZATO

1) Mountain Hardware Music System (richiedere ai Distr. Apple)
2) ALPHADAC 16 CHANNEL, della DIGISOUND LTD, 13 Brooklands, Wrea Green, Preston, Lancs. PR4 2NQ (Inghilterra)
3) Soundchaser Computer Music System (chiedere ai Distr. Apple)
4) ALPHA SYNTHAURI for Apple: Personal Computers Ltd., 194 Bishopsgate, London EC2M 4NR (chiedere anche ai Dist. Apple Italia)
5) E-mi Demonstration Card: COMPUTERJOB BRESCIA (tel. 030/54878)
6) Electronic Music IC's: della SGS (SGS, Agrate, Milano)

chiedersi perché non si parte decisamente con il tutto digitale ed invece si lavora su una struttura che in definitiva è un "ibrido". La risposta è semplice: il costo (in termini di denaro e soprattutto in termini di risultato) è ancor troppo elevato per impostare, "home-made", delle applicazioni totalmente digitali. Occorrono almeni sei o sette milioni di Lire (Mountain View System per l'Apple, o l'Alpha Synthauri sempre per Apple, chiaramente compreso il costo dell'Apple). Usando invece dei comodi "mattoni" come ad esempio le schede E-mu, si può costruire una macchina molto versatile con cifre attorno al milione e mezzo, compreso il computer. Se poi ci si limita ad una macchina monofonica (del tipo 2, per intenderci), i costi calano attorno alle 500-700 mila lire. Come si vede, il passo è decisamente molto più corto ed alla portata dell'appassionato.

Per chi volesse, invece, raggiungere le più eccelse vette della sintesi, sonora, consigliamo di rivolgersi direttamente al notissimo IRCAM di Parigi, che ultimamente ha presentato una macchina tutta digitale e che effettivamente compie tutto quello che al mondo è ed è stato fatto su un segnale audio. Ma siamo su cifre di centinaia di milioni, o giù di lì.

Ci sarà dunque preclusa la strada di una affascinante esperienza nel campo totalmente digitale? Io direi di no, e la foto 2 mostra uno dei dispositivi che analizzeremo. A parte il fatto che anche con un semplice micro (6502, 6800, 6809 etc.) saremo capaci di generare suoni di discreta fattura. Ad ogni modo, la figura illustra lo schema semplificato di una macchina che impiega, per la generazione e la elaborazione dei suoni, solo metodi digitali. Evidentemente l'uso di integrati "dedicati" come quello della fotografia 2 semplifica la programmazione e riduce i costi, ma a scapito della bellezza dei suoni. Se si usano tecniche più sofisticate, come la sintesi per campionamento, il suono è assai buono ma i costi aumentato notevolmente. Si noti che ho trascurato i vari integrati (Texas etc.) ad uso esclusivo dei giochi-video, ai quali non oso conferire dignità nel mondo della vera Musica Elettronica.

■

AUDIO

GENERATORE SWEEP DI BASSA FREQUENZA

Seconda parte di Edoardo Botti

Concludiamo la descrizione del generatore B.F. vero e proprio iniziata il mese scorso. La prossima parte sarà dedicata al frequenzimetro digitale.

Generatore di Burst e squadratore

Mediante questo stadio si possono ottenere dei treni di un certo numero n_1 di segnali d'uscita (T on) alternati a n_2 periodi nei quali il segnale d'uscita è nullo o è più attenuato rispetto all'altro intervallo di tempo (T off). I numeri n_1 e n_2 possono essere selezionati tramite, S6 e S7 tra 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512, 1024 e 2048. I pacchetti di onde devono iniziare e finire negli istanti in cui la sinusoide o le altre onde passano per lo 0 (vedi *figura 2*). In questo stadio è anche compreso uno squadratore dal quale si preleva il segnale ad onda quadra da presentare all'uscita.

Circuito elettrico

Tramite R 402, il segnale d'uscita del V.C.O. (triangolare o sinusoidale) entra nel comparatore Ic 402 (A 710) che provvede alla sua squadratura. R 404 e R 403 provvedono a dare un piccolo tasso di isteresi alla commutazione in modo da evitare commutazioni spurie che comprometterebbero il funzionamento del generatore di burst. Non è stata utilizzata l'uscita ad onda quadra presente nell'XR 2206 perché commuta quando il segnale sinusoidale o triangolare è massimo, mentre noi abbiamo bisogno di commutazioni durante i passaggi di tale segnale per lo 0. L'uscita di Ic 402 entra in un buffer formato da 1/4 Ic 403 che sottopone la variabile ad ulteriore "clipping". La rete che segue (R 405 ÷ R 408) provvede ad attenuare il segnale ad un livello pari a quello dell'onda sinusoidale e triangolare di uscita del V.C.O. (circa 2Vpp) e a renderlo simmetrico rispetto alla massa (circa ± 1V). L'uscita del μA 710 va all'ingresso di Ic 401 (4040) costituito da 12 flip-flop divisori per 2 connessi in cascata, con la possibilità di prelevare l'uscita da ogni stadio. Il

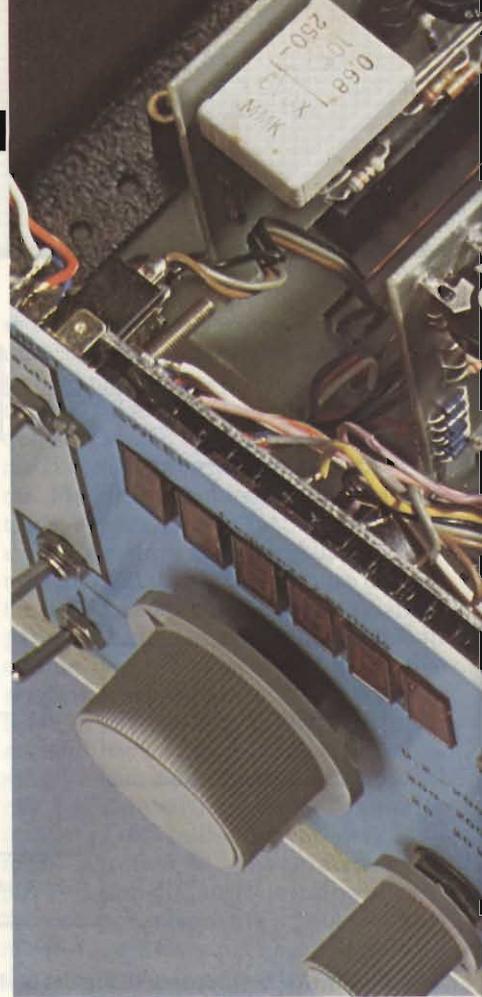
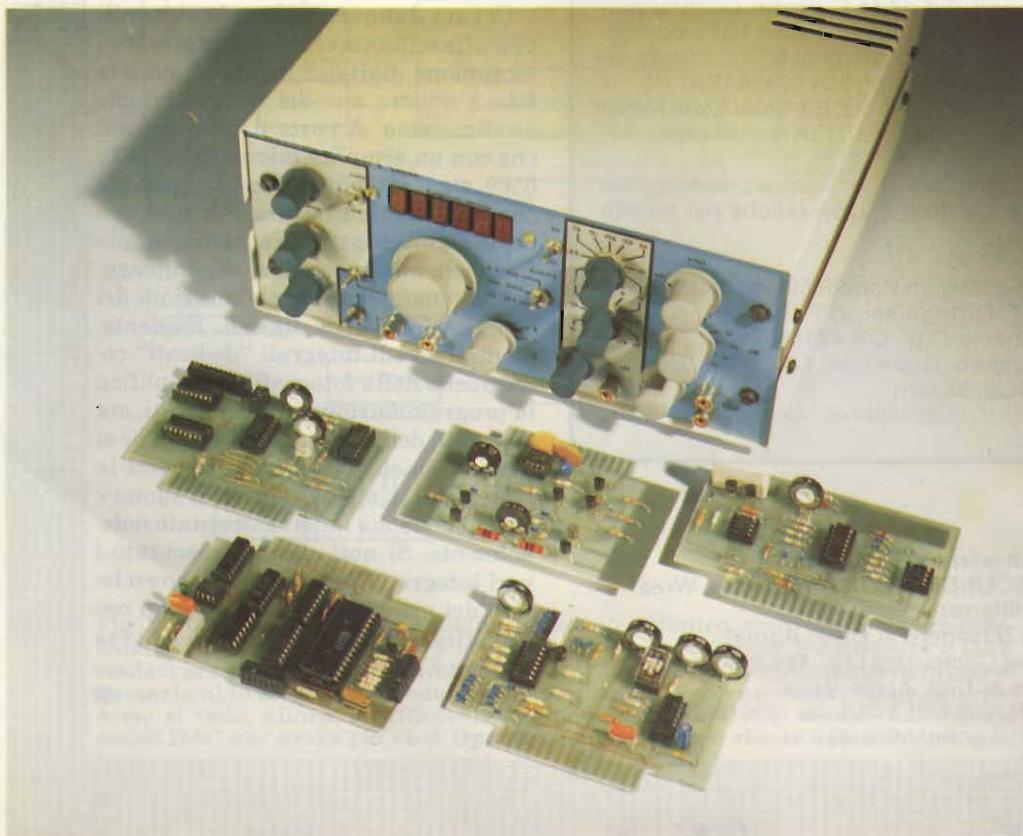
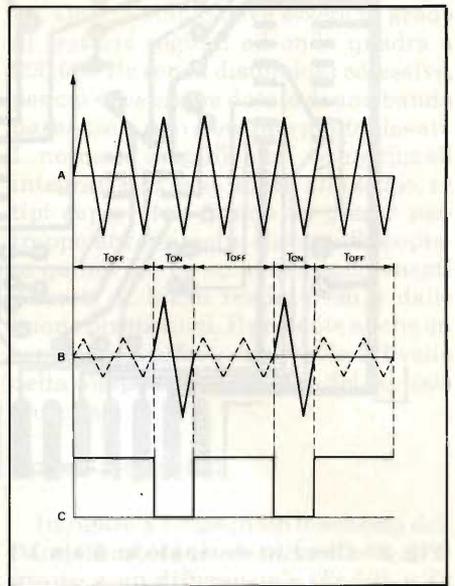
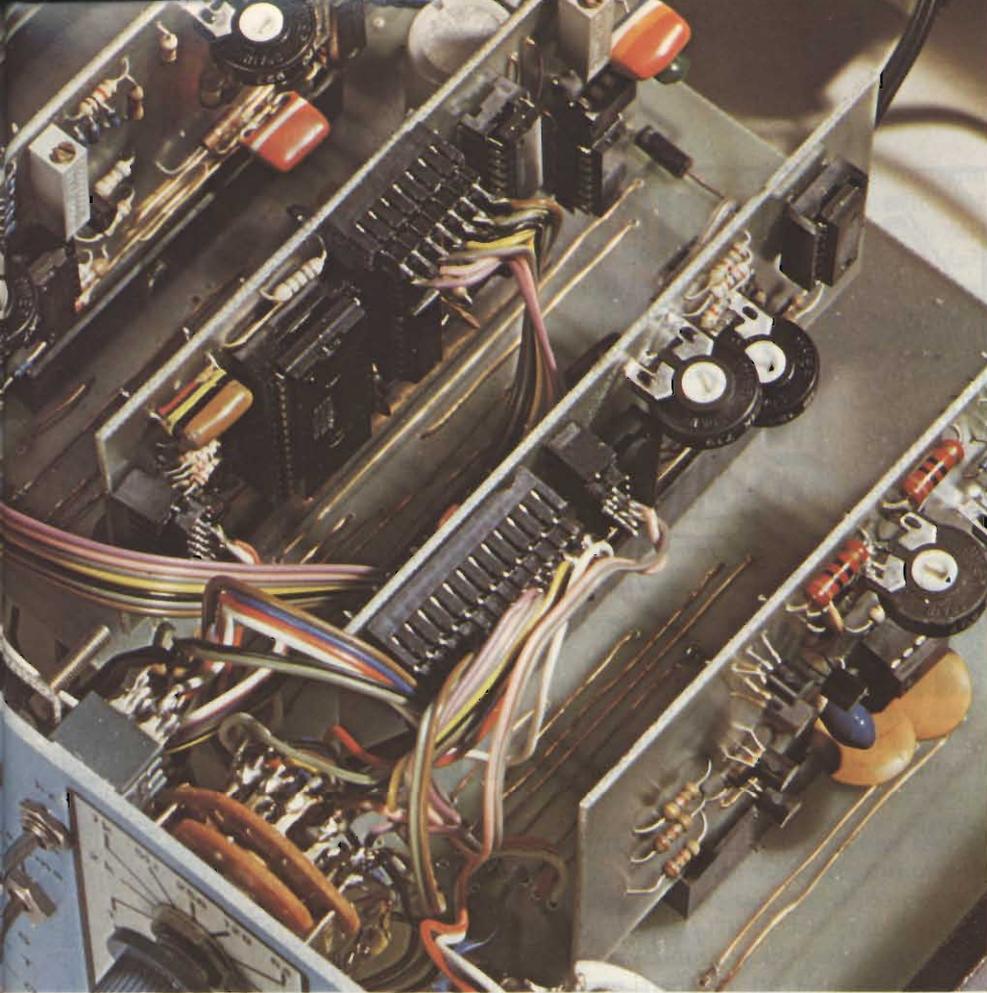



Fig. 2 - Esempio di forme d'onda ottenibile con il generatore di burst. A) segnale di ingresso; B) segnale di uscita del generatore di burst regolato per T on = 1 periodo e T off = 2 periodi; C) segnale presente all'uscita "OUT PULSE".

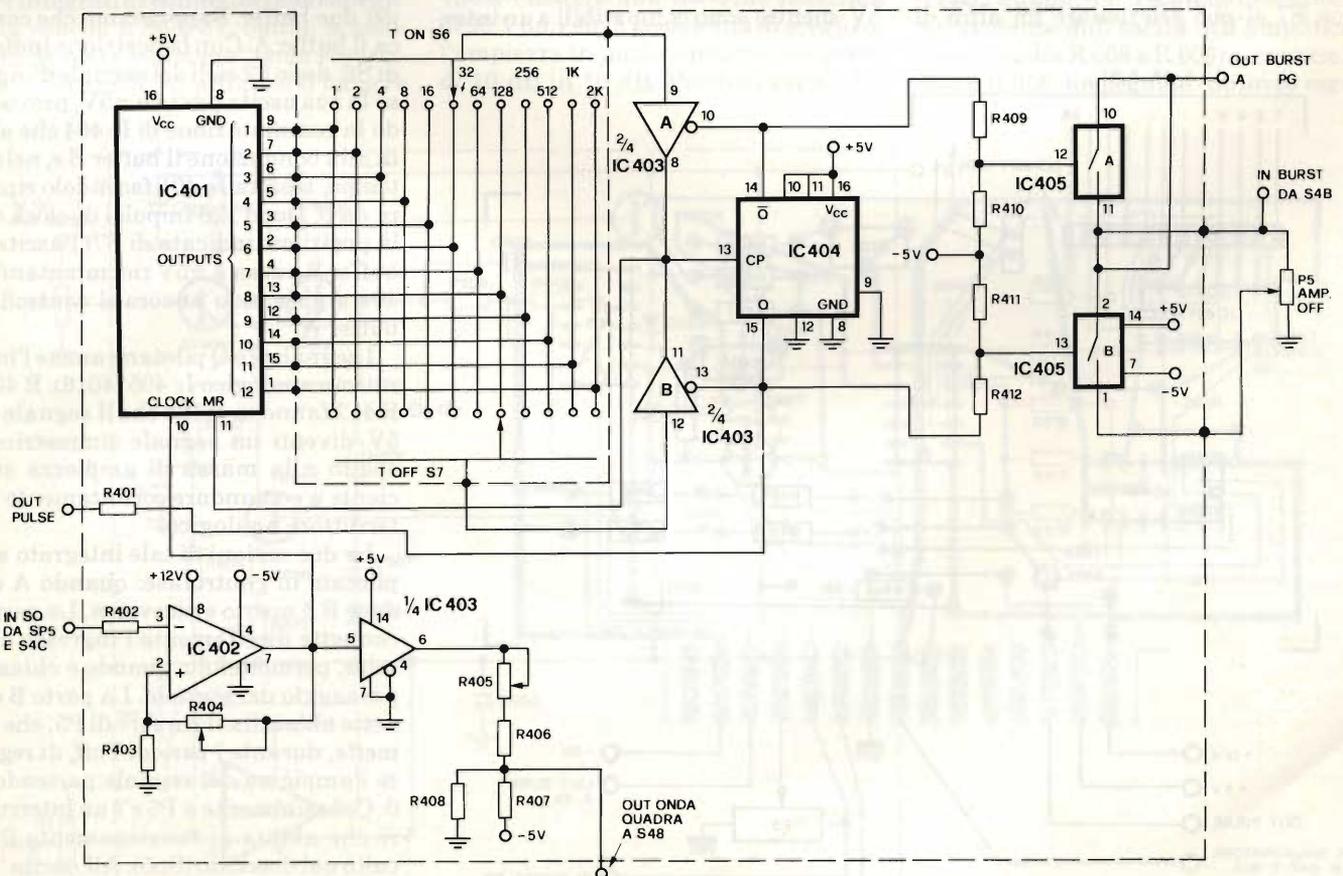



Fig. 1 - Circuito elettrico del generatore di burst.

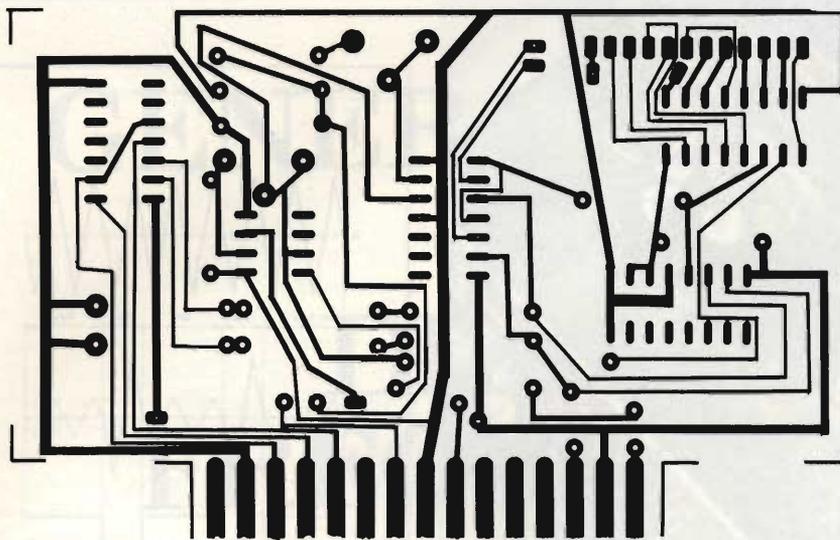



Fig. 3 - Circuito stampato in scala 1:1 del generatore di burst.

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 4

Resistori

R 401	= 1 kΩ
R 402	= 100 Ω
R 403	= 56 kΩ
R 404	= 1 MΩ - trimmer
R 405	= 1 kΩ - trimmer
R 406	= 1,8 kΩ
R 407	= 6,8 kΩ
R 408	= 2,7 kΩ
R 409	= 1 kΩ
R 410	= 2,7 kΩ
R 411	= 2,7 kΩ
R 412	= 1 kΩ
P5	= 22 kΩ con interruttore (SP5)

Semiconduttori - Varie

Ic 401	= 4040
Ic 402	= μA 710
Ic 403	= 74LS125
Ic 404	= 4027
Ic 405	= 4016
S6	= comm. 12 pos. - 1 via
S7	= comm. 12 pos. - 1 via

controllo di reset azzera tutti i flip-flop. Sul piedino 9 avremo un'uscita di frequenza pari a Fclock/2, sul piedino 7 avremo $\text{Fclock}/2 \times 1/2 = \text{Fclock}/4$ e così via fino al piedino 1 dove avremo Fclock/4048. Uno di questi segnali, tramite S6, va al pin 9 di Ic 403, mentre con S7 si può selezionare un altro di questi segnali e inviarlo al pin 12 dello stesso integrato. Le uscite dei due buffer sono collegate assieme all'ingresso di clock di Ic 404. Ic 403 è costituito da buffer tri-state, che possono essere paragonati a interruttori, aperti quando il terminale di controllo (10 e 13) è a + 5V, mentre sono compatibili a un interruttore chiuso, per segnali digitali, quando il terminale di controllo è a massa.

I piedini 10 e 13 fanno capo, rispettivamente, alle uscite Q e $\overline{Q}$ di un flip flop jk (4027) che, essendo in contro fase, fa funzionare alternativamente uno solo dei due buffer. Supponiamo che conduca il buffer A. Con la posizione indicata di S6, dopo 32 cicli del segnale d'ingresso la sua uscita passa a $\pm$5V, provocando la commutazione di Ic 404 che abilita alla conduzione il buffer B e, nel contempo, resetta Ic 401 facendolo ripartire da 0. Dopo 128 impulsi di clock (con la posizione indicata di S7) l'uscita del buffer B passa a $\pm$5V ricommutando Ic 404 e passando ancora il controllo al buffer A.

I segnali Q e $\overline{Q}$ pilotano anche l'interruttore analogico Ic 405 (4016). R 409 ÷ R 412 fanno in modo che il segnale 0V - 5V diventi un segnale simmetrico rispetto alla massa di ampiezza sufficiente a comandare correttamente l'interruttore analogico.

Le due sezioni di tale integrato sono pilotate in controfase: quando A conduce B è aperto e viceversa. La parte A connette direttamente l'ingresso all'uscita, permettendo, quando è chiuso, il passaggio del segnale. La parte B connette all'uscita il cursore di P5, che permette, durante i periodi Toff, di regolare l'ampiezza del segnale partendo da 0. Coassialmente a P5 c'è un interruttore che abilita al funzionamento il circuito qui descritto (Sp5). All'uscita "out pulse" è presente lo stesso segnale di controllo dei commutatori analogici, utile per triggerare, ad esempio, un

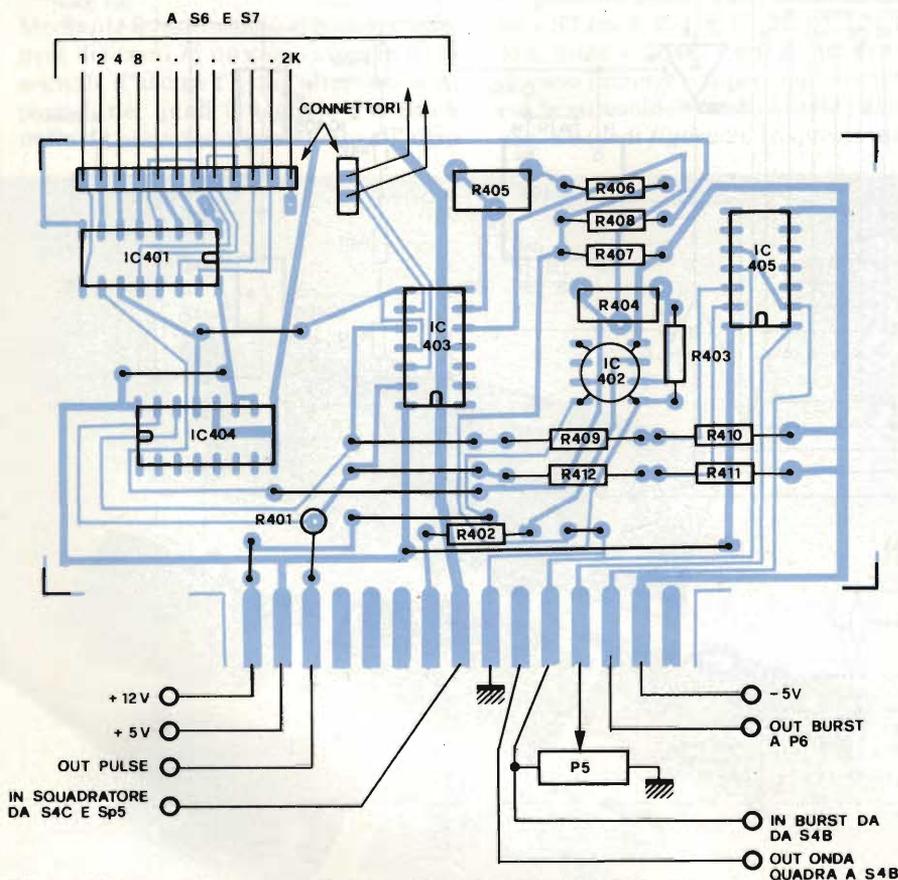



Fig. 4 - Disposizione componenti sullo stampato di figura 3.

oscilloscopio o utilizzabile come generatore di impulsi con "duty cycle" variabile.

Costruzione e controllo

Dopo aver realizzato lo stampato di *figura 3*, e si montano tutti i componenti, senza inserire gli integrati negli zoccoli. Ic 402, essendo in contenitore T05, verrà saldato direttamente al circuito, facendo bene attenzione alla posizione della tacca di riferimento, che segnala il pin 8. Quindi si inserisce la scheda nel connettore della piastra madre, dalla quale saranno connesse le uscite e gli ingressi ai rispettivi commutatori e al potenziometro P5. Agendo su Sp5 o S4 si fa in modo che il segnale d'uscita del V.C.O. venga presentato all'ingresso di Ic 402. Alla sua uscita dovrà essere presente un'onda quadra. R 404 dovrà essere posto a circa metà corsa. Poi si inserisce Ic 403 e si controlla che sul pin 6 sia presente un'onda perfettamente squadrata. Ponendo l'ingresso dell'oscilloscopio al terminale "out onda quadra" si regolerà R 405 affinché si abbia un'onda quadra di circa $\pm$ 1V simmetrica rispetto al potenziale di massa. Ora possiamo inserire tutti gli altri integrati e i connettori che collegano la scheda a S6 e S7, quindi si commuta S4 nella posizione "onda sinusoidale" e si ruota P5 affinché il cursore sia a massa. S6 e S7 si pongono nella posizione 1. All'uscita dello stadio "out Burst" si vedrà, se tutto funziona correttamente, un ciclo di onde sinusoidali seguito da un periodo a tensione 0. Tramite R 404 si fa in modo che le sinusoidi inizino e finiscano durante l'attraversamento dello 0 della stessa. Da notare che ruotando R 404 agli estremi, il dispositivo cesserà di funzionare. Agendo su P5 è possibile regolare il livello della sinusoide durante T off mentre commutando S6 e S7 si possono selezionare i periodi di T on e T off. All'uscita "out pulse" avremo un segnale d'onda quadra a livello TTL con un tempo a livello 1 pari a T on e un tempo a livello 0 pari a T off. Questo circuito non risulta critico per quanto riguarda le tolleranze dei componenti. Nel caso in cui non si riesca ad ottenere tramite R 405 un'onda quadra a livello $\pm$1V, si può agire su R 408 per regolare l'ampiezza e su R 407 per la simmetria del segnale rispetto alla massa.

Amplificatore d'uscita e attenuatore

All'uscita del generatore di B.F. si vuole ottenere una tensione massima di 20 Vpp, con la possibilità di scegliere l'ampiezza in modo continuo e a scatti di 10 dB in 10 dB. Poiché l'uscita del V.C.O. fornisce solo due Vpp, occorre un'amplificatore con guadagno pari a 10. Questo stadio deve essere in grado di trattare segnali ad onda quadra a 200.000 Hz senza distorsioni eccessive, per cui deve essere dotato di una banda passante e uno slew-rate molto elevati. I normali amplificatori operazionali integrati non sono adatti allo scopo, e i tipi superveloci hanno un prezzo purtroppo ancora molto elevato. Si è optato quindi per un op amp a componenti discreti di facile realizzazion e dalle buone prestazioni. È presente anche un controllo di offset, che regola il livello della componente continua del segnale d'uscita.

Schema elettrico

In *figura 5* è disegnato lo schema dell'amplificatore di uscita. Lo stadio d'ingresso è un differenziale (Tr 601 e Tr 602) pilotati a correne costante per mezzo di Tr 603. La regolazione di questa corrente è importante ai fini di ottenere una tensione d'uscita a riposo nulla. Alla base di Tr 601 è applicato il segnale da amplificare, la cui quantità è regolabile da P6, mentre alla base di Tr 602 è applicato il segnale di reazione proveniente dall'uscita dell'amplificatore (tramite R 608 e R 609) e, tramite R 603 e R 606, un segnale continuo rego-

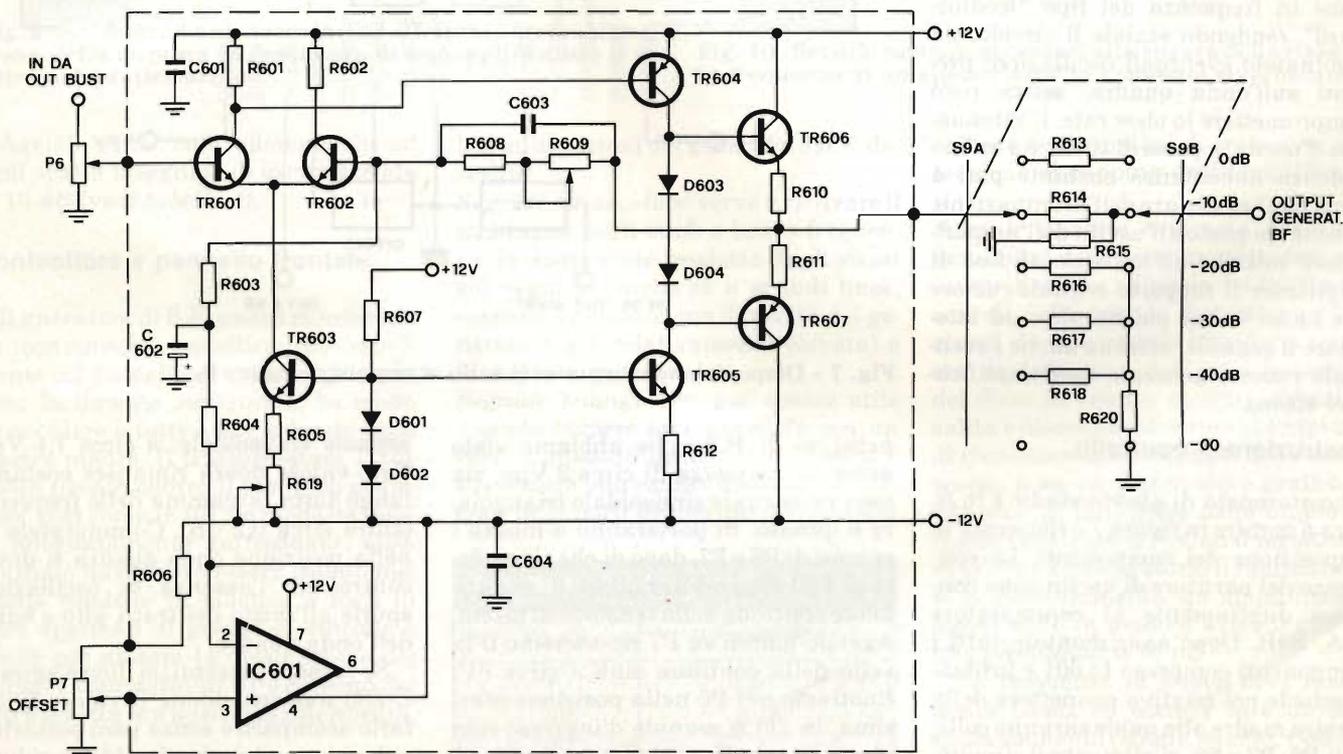



Fig. 5 - Schema elettrico dell'amplificatore di uscita e dell'attenuatore.

labile da P2 in grado di spostare la componente continua di uscita da 0V a circa 6V, sufficiente per gli usi che poi vedremo. Tr 604, prelevato il segnale dal collettore di Tr 601, è responsabile di quasi tutta l'amplificazione in tensione dello stadio, che, senza reazione, ammonterebbe a circa 3.000, abbastanza variabile in funzione delle caratteristiche dello stesso. Da Tr 601 dipende anche la velocità di risposta dello stadio, infatti si è usato un BF 324, comunque sostituibile, a spese di una certa diminuzione dello slew rate, con i più comuni BC 177 ecc. Anche questo transistor è pilotato a corrente costante, in modo da poter ottenere il massimo guadagno, tramite Tr 605. D 601, D 602 e R 607 forniscono la tensione di riferimento per i generatori di corrente costante e offrono una certa compensazione in temperatura rispetto alle variazioni della Vbe di Tr 603 e Tr 605. Tr 606 e Tr 607 abbassano l'impedenza d'uscita e aumentano la massima corrente disponibile. D 603 e D 604 regolano la corrente nei transistor finali in modo da minimizzare l'eventuale distorsione di cross-over.

Il guadagno dello stadio è dato quasi esclusivamente dalle resistenze R 608 + R 609 e R 603: $G \cong (R\,608 + R\,609/R\,603) + 1$.

Ic 601 disaccoppia P7 dalla base di Tr 602. C 603 realizza una compensazione in frequenza del tipo "feedforward" rendendo stabile il circuito ed eliminando eventuali oscillazioni presenti sull'onda quadra, senza però compromettere lo slew rate. L'attenuatore d'uscita, a passi di 10 dB, ha un'impedenza abbastanza costante pari a circa 50 Ω al variare dell'attenuazione. È bene sia posto all'uscita dell'amplificatore anziché all'ingresso al fine di migliorare il rapporto segnale-rumore per bassi valori poiché oltre ad attenuare il segnale, attenua anche l'eventuale rumore generato dall'amplificatore stesso.

Fig. 6 - Circuito stampato in scala 1:1 dell'amplificatore d'uscita.

Fig. 7 - Disposizione componenti sullo stampato di figura 6.

Costruzione e controllo

Lo stampato di questo stadio è in *figura 6* mentre in *figura 7* è illustrata la disposizione dei componenti. Le resistenze del partitore di uscita sono connesse direttamente al commutatore S9A, S9B. Dopo aver montato tutti i componenti compreso Ic 601 e infilate le schede nel relativo connettore della piastra madre alla quale saranno collegati P6, P7 e S9, si alimenta il circuito. All'ingresso applicheremo il segnale proveniente dalla restante parte del generatore di B.F., che abbiamo visto avere un'ampiezza di circa 2 Vpp, sia esso un segnale sinusoidale triangolare o quadro. Si porteranno a massa i cursori di P6 e P7, dopo di che si regolerà R 619 fino ad annullare la componente continua della tensione di uscita. Agendo quindi su P7 riporteremo il livello della continua sino a circa 6V. Ruotiamo ora P6 nella posizione massima, in cui il segnale d'ingresso non viene attenuato e regoliamo R 609 affinché all'uscita si ottenga una tensione di 20 Vpp, corrispondente, per un segnale sinusoidale, a circa 7,1 Veff. Tale valore dovrà rimanere costante, lungo tutta la gamma delle frequenze (entro circa 0,2 dB). Commutando S4 nella posizione onda quadra si dovrà controllare l'assenza di oscillazioni spurie all'inizio dei tratti alto e basso dell'onda quadra.

Se fossero presenti, si dovrà agire su C 603 aumentandone il valore fino a farle scomparire senza però portarlo a valori eccessivi che farebbero ridurre la pendenza dei fronti di salita e di discesa dell'onda quadra.

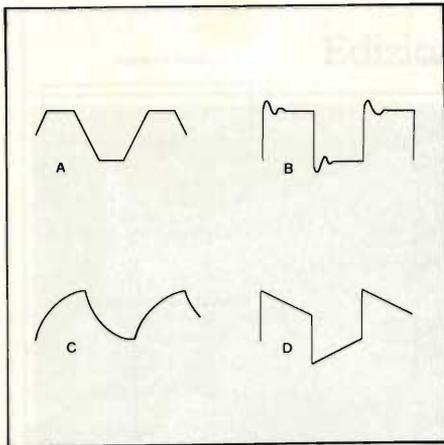



Fig. 8 - Forme d'onda quadra distorte da un amplificatore affetto da: A) basso slew rate; B) instabilità; C) limitazione alle alte frequenze; D) limitazione alle basse frequenze.

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 7

Resistori

R 601	= 2,7 kΩ
R 602	= 2,7 kΩ
R 603	= 3,3 kΩ
R 604	= 47 Ω
R 605	= 1,2 kΩ
R 606	= 470 kΩ
R 607	= 4,7 kΩ
R 608	= 33 kΩ
R 609	= 10 kΩ trimmer
R 610	= 10 Ω
R 611	= 10 Ω
R 612	= 270 Ω
R 613	= 56 Ω
R 614	= 180 Ω
R 615	= 82 Ω
R 616	= 800 Ω (470 + 330)
R 617	= 1,7 kΩ (1,5 k + 220 Ω)
R 618	= 560 Ω
R 619	= 1 kΩ trimmer
R 620	= 56 Ω

Condensatori

C 601	= 100 k pF
C 602	= 100 μF - 12V
C 603	= 2,2 pF
C 604	= 100 k pF
P6	= 22 kΩ
P7	= 22 kΩ

Semiconduttori - Varie

TR 601	= BC 238
TR 602	= BC 238
TR 603	= BC 238
TR 604	= BF 324
TR 605	= BC 238
TR 606	= BC 237
TR 607	= BC 327
Da D 601 a D 604	= 1N 4148
Ic 601	= μA 741

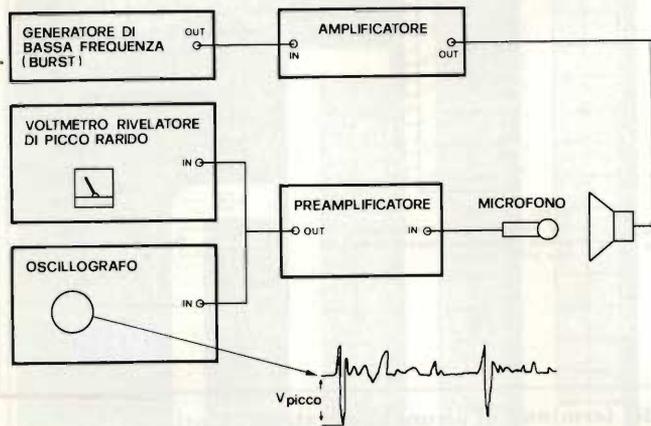



Fig. 9 - Set di strumenti necessari ad effettuare la visualizzazione della risposta in frequenza di un amplificatore o un filtro automaticamente.

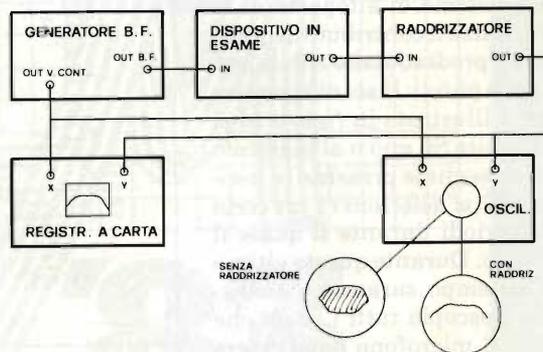



Fig. 10 - Set di strumenti necessari alla misura della risposta in frequenza di un altoparlante in ambiente riverberante.

Agendo su S9, controlleremo che ad ogni scatto il segnale di uscita scenda di 10 dB (vedi *tabella 1).*

Contenitore e pannello frontale

Il gneratore di B.F. andrà montato in un contenitore metallico, preferibilmente col fondello ed il pannello superiore facilmente asportabili, in modo da accedere a tutte e due le faccie della piastra madre. Il trasformatore T 101 andrà fissato contro il pannello posteriore, così come Ic 101, in modo da essere adeguatamente raffreddato. Quest'ultimo dovrà però essere isolato mediante rondelle in plastica e fogli di mica spalmati di grasso al silicone o simile per aiutare la dissipazione del calore. I commutatori S1 e S5 sono del tipo a levetta con posizione intermedia.

Note di utilizzazione

Vediamo ora, in breve, alcune possibili utilizzazioni del generatore B.F. descritto.

Segnale sinusoidale: serve a ricavare il guadagno degli stadi a bassa frequenza, la distorsione prodotta dagli stessi sul segnale (anche se a grandi linee, essendo la distorsione di uscita del generatore già relativamente elevata) e la risposta in frequenza.

Segnale triangolare: può essere utile quando occorre una variabile con un certo contenuto armonico e quando è necessaria una rampa di salita e di discesa lineari. Si evidenziano abbastanza bene le distorsioni di cross-over e la tensione di clipping degli amplificatori.

Segnale quadro: evidenzia eventuali instabilità dei dispositivi sotto test con un'oscillazione all'inizio dei tratti orizzontali dell'onda; la distorsione della stessa dà una rapida idea della risposta in frequenza dell'amplificatore o del filtro in esame, mentre i fronti di salita e discesa evidenziano la rapidità di rispostare sullo schermo dell'oscilloscopio o su un registratore grafico la risposta in frequenza dello stadio in esame (vedi *figura 9*). Con il registratore grafico è obbligatorio il raddrizzatore e, eventualmente, un amplificatore logaritmico in modo d'avere il guadagno direttamente in dB.

La frequenza di sweep deve essere molto bassa ed occorre fare un solo spazzolamento (single sweep). Con l'oscilloscopio omettendo il raddrizzatore, avremo in uscita una banda luminosa che ha l'inviluppo corrispondente

Tabella 1

Vo dB	Vo max Vpp
0	20
-10	3.16
-20	2
-30	0.316
-40	0.2

alla risposta in frequenza dello stadio. Da notare, che la frequenza dello sweep deve sempre essere molto inferiore alla minima frequenza generata, altrimenti i risultati ottenuti nella gamma bassa non saranno attendibili.

Generatore di burst: con questo tipo di segnale si può:

1) controllare i tempi di attacco e di rilascio di dispositivi compressori/espansori della dinamica regolando P5 in funzione del tipo di dispositivo da controllare.

2) con pochi cicli del segnale seguiti da pause relativamente lunghe si può misurare la potenza di picco fornita da amplificatori prima che l'alimentazione dia segni di cedimento.

3) un'interessantissima applicazione di questo tipo di segnale è la misura dello spettro di energia acustica riprodotta da un sistema di altoparlanti in una stanza, senza il contributo di quasi tutti i segnali prodotti dalle riflessioni del suono sulle pareti. Il set di strumenti necessari è illustrato in *figura 10* si seleziona tramite S6 uno o al massimo due periodi di segnale presente in uscita e tramite S7 si selezionerà un certo numero di periodi durante il quale il segnale è nullo. Durante questo ultimo intervallo di tempo saranno visualizzati sull'oscilloscopio tutti i suoni che raggiungono il microfono dopo essere stati riflessi. Il primo impulso è invece quello effettivamente prodotto dall'altoparlante e che raggiunge direttamente il microfono. La misura dell'ampiezza di picco di questo segnale è funzione dell'energia sviluppata dall'altoparlante a tale frequenza. Facendo la misura in vari punti della gamma di frequenza udibili, si potrà determinare la risposta in frequenza del diffusore in esame. T off deve essere regolato in modo che il treno d'onde successive parta quando l'ampiezza del suono riflesso dal treno d'onde precedente è trascurabile. La risposta in frequenza ottenuta, la cui precisione dipende molto dal tipo di microfono utilizzato, è molto più significativa agli effetti del suono ascoltato durante i pezzi musicali che non quella ottenuta tramite il solo segnale sinusoidale, che risulta sempre pieno di picchi e buchi molto consistenti in funzione della posizione del microfono. Si potrà facilmente vedere di quanto il livello di picco del segnale vari quando si aumenta il livello della sinusoide durante i periodi di off (tramite P5) a causa del fatto che al segnale diretto altoparlante-microfono si aggiungono tanti segnali riflessi con fase che può

Fig. 11 - Disposizioni dei terminali di alcuni integrati utilizzati.

essere uguale a quella del segnale diretto, e in questo caso si avrà un aumento del livello, oppure in controfase, e il livello diminuisce.

La risposta in frequenza ottenuta con il sistema indicato è utile nella costruzione e nel posizionamento delle casse acustiche o anche nella messa in opera di equalizzatori d'ambiente grafici o parametrici.

Diamo appuntamento ai lettori al prossimo mese per la terza ed ultima parte nella quale verrà descritto il mini frequenzimetro col quale accessoriare il generatore. ■

VIDEO-GIOCHI: NUOVA ESPLOSIONE

Tra non molto tempo-forse neanche un paio di anni - l'industria americana dei video-giochi eguaglierà nei guadagni quella cinematografica di Hollywood. Per la fine dell'anno, prevede un rapporto della International Resource Development (specializzata in ricerche di mercato nel campo della elettronica) le abitazioni americane i cui televisori avranno almeno un videogioco saranno 15 milioni.

"Ed è ancora poco, si tratta solo del dieci per cento, della potenzialità", dice Raymond Assar, presidente della Atari, che è la più grossa ditta di videogiochi. Abbiamo calcolato che il livello di saturazione non verrà raggiunto prima che sia stato raggiunto il 50% delle abitazioni.

Il fatturato, alla fine dell'anno, sarà di 1,7 miliardi di dollari che nell'84 risulteranno quasi raddoppiati.

DECODIFICATORE TELEGRAFICO DIGITALE

Parte seconda di G. Brazioli
Progetto di Nino Cecchini IW2BAJ

In questa seconda parte della descrizione del nostro decodificatore per telegrafia, osserveremo tutti i settori circuitali non ancora discussi. Vogliamo porre l'accento sull'impiego di moderne memorie Eprom, per la conversione dei dati digitali che risultano dall'esame del codice Morse, al display "in chiaro". Comunque, forse non è necessario focalizzare un dato punto per la valutazione del progetto, in quanto, tutto il complesso è molto brillante.

Il commento al circuito, nella prima parte, si è doverosamente oncluso con l'esame della scheda dei filtri e dell'alimentatore. Riprenderemo quindi dall'uscita TTL-compatibile, realizzata tramite il trigger di Schmitt ad amplificatore operazionale e diodo zener.

La scheda demodulatore CW

Sebbene il segnale che si ricava dal precedente "blocco" operativo abbia già un ottimo fattore di forma, come dire geometria, in quest'altro settore presentato in *figura 1*, l'integrato U5 provvede ad un'ulteriore raffinazione del "forming". Si tratta di un ben noto TTL 7412 (un doppio trigger di Schmitt NAND a quattro ingressi per settore). S'impiega un solo trigger, quello che fa capo all'ingresso "1" ed all'uscita "6".

Chi è meno pratico di logica "transistor-transistor", può notare che l'ingresso dell'IC non impiegati, giungono tutti al ±B, come dire alla tensione di 5V; infatti, com'è noto, non è possibile lasciarli "liberi" perché altrimenti si potrebbero avere degli effetti negativi provocati da impulsi spuri eterogenei, con conseguenti errori di commutazione. All'uscita del trigger, il segnale è "netto" alla perfezione, ed è inviato a due contatori che riconoscono se il tasto è sollevato o abbassato, ovvero il livello logico relativo.

Il contatore "U8" è un 74LS161 che appartiene alla famiglia "Low Power Schotty", come dire dal basso assorbimento, ed è sincrono, a quattro bit, binario, con la cancellazione diretta. Per

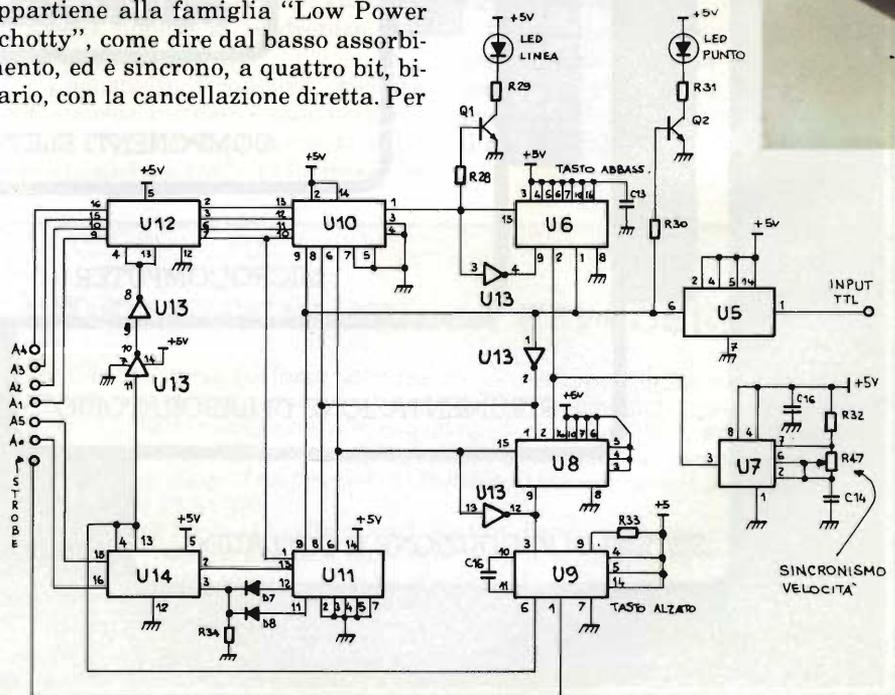



Fig. 1 - Schema elettrico del circuito demodulatore CW.

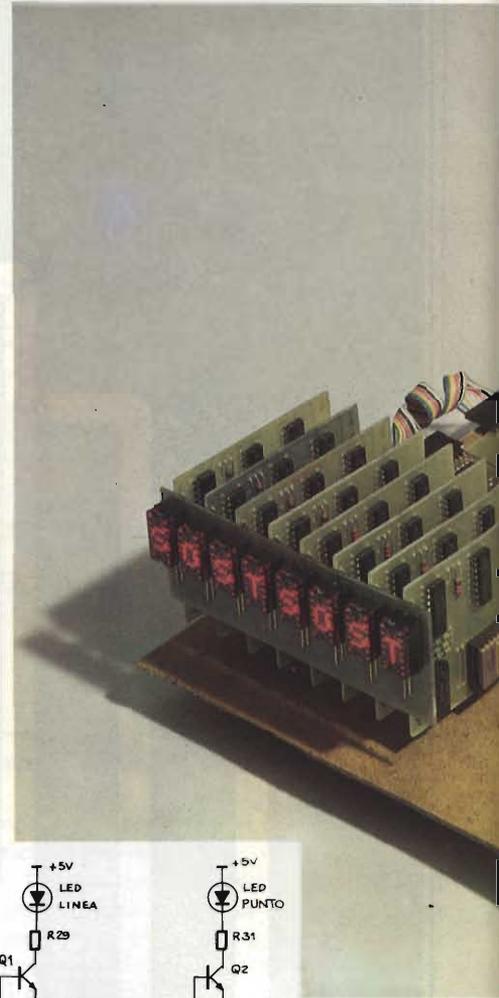
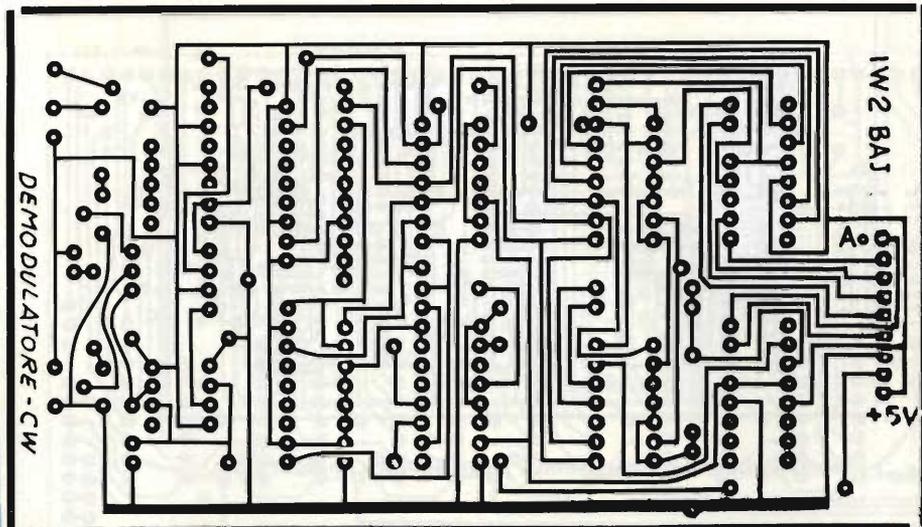
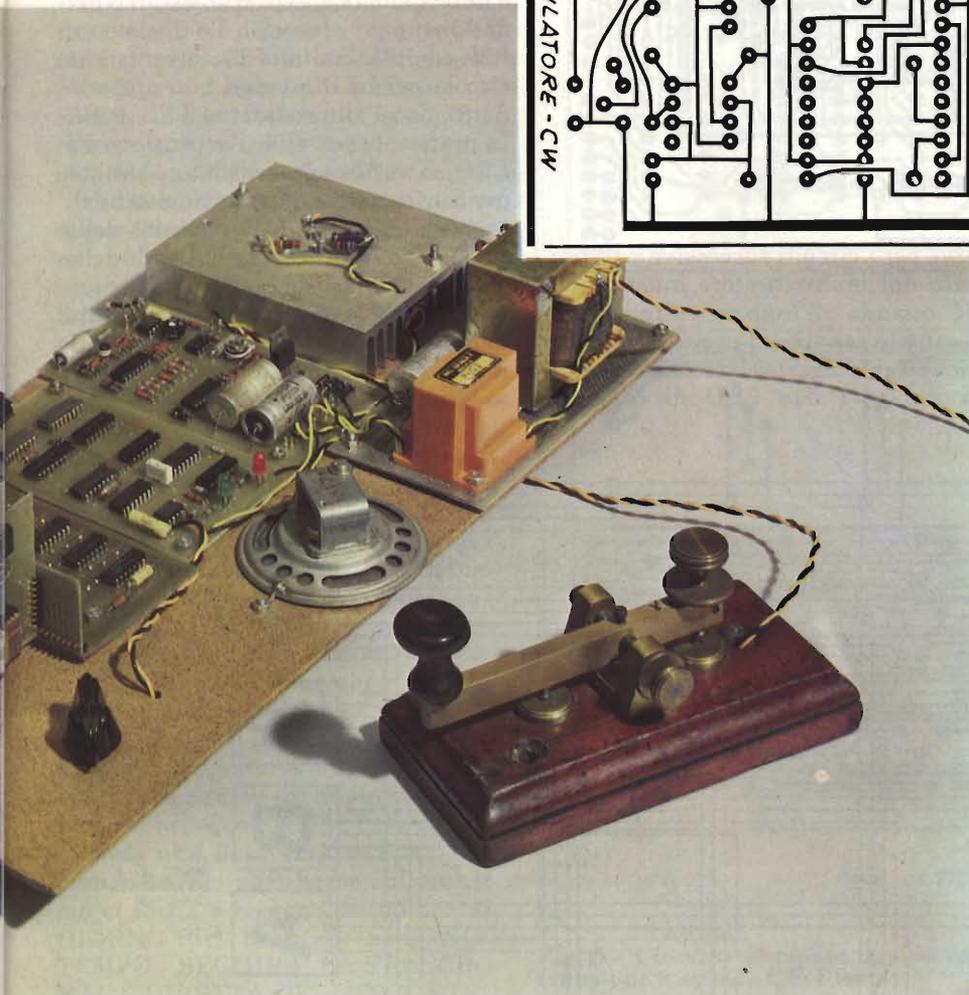



Fig. 2 - Circuito stampato in scala 1:1 del demodulatore.

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 3

Resistori	
R28-R30	= 27 kΩ
R29-R31	= 330 Ω
R32	= 47 kΩ
R33	= 5,6 kΩ
R34	= 470 Ω
Condensatori	
C13	= 100 nF
C14	= 150 nF
C15	= 100 nF
C16	= 470 pF
Semiconduttori - Varie	
J1	= connettore Berg
U12-U14	= 74LS75
U10-U11	= 74LS95
U13	= 74LS04
U9	= 74121
U6-U8	= 74LS161
U5	= 7413
U7	= NE555
Q1-Q2	= 2N914-2N2222 ecc.
D7-D8	= 1N270 (germanio)
N° 14 ponticelli	

meglio comprenderne le funzioni, è necessario spostare momentaneamente l'attenzione sull'U7 che forma la base dei tempi.

Poiché nella puntata precedente abbiamo indicato nei dettagli il funzionamento di un dispositivo del genere, che impiega il ben noto timer-oscillatore-monostabile-oscillatore astabile NE555 (555) non crediamo che sia opportuna una ripetizione. Semplicemente, la temporizzazione degl'impulsi (che hanno una sagoma rettangolare) dipende dalla carica-scarica del C14 e la frequenza è regolata dal trimmer R47. Il terminale "3" uscita del 555, giunge agl'ingressi di clock degli U6 ed U7, terminale 2. In tal modo, i contatori "macinano" (come si dice in gergo!).

L'U8, rivela le unità di "spaziatura", tra una lettera, un simbolo e l'altro, quando il tasto è aperto (alzato) per un tempo che corrisponde a meno di 15 impulsi, mentre il contatore U6 distingue i punti e le linee con la seguente codifica; se all'ingresso si presentano più di 15 impulsi, l'IC "verifica" una linea; con meno di 15 impulsi "riconosce" il punto.

Le unità di tempo, allora sono: SPAZIO = 1; PUNTO = 1; LINEA = 3.

Le uscite dei due contatori sono connesse a due registri a scorrimento serie-parallelo del tipo 74LS95 (se non si impiegassero diversi "LS", ovvero elementi TTL a bassa dissipazione, l'alimentatore dovrebbe essere reso molto più potente, e ciò vale in particolare per il sistema di regolazione!), indicati anche come "4 - Bit Parallel Access Shift Register", che sono gli U10 ed U11. Gli "shift" trasferiscono le informazioni sugli integrati "latch" U12, U14. I latches, sono dei dispositivi che si prestano ottimamente per accumulare momentaneamente delle informazioni binarie; hanno diversi ingressi, indicati come "D", e si ha il trasferimento alle uscite "Q" sino a che il terminale "enable" resta allo stato logico alto. Quando lo "enable" assume uno stato logico basso, le informazioni vengono accumulate sino a che non venga nuovamente portato al valore logico alto.

Nel nostro caso, le informazioni mantenute sono presenti sui terminali d'uscita A0, A1, A2, A3, A4, A5 sino a che non giunge un nuovo carattere. L'altro terminale d'uscita, è quello di "strobe": il significato di questo termine, è se-

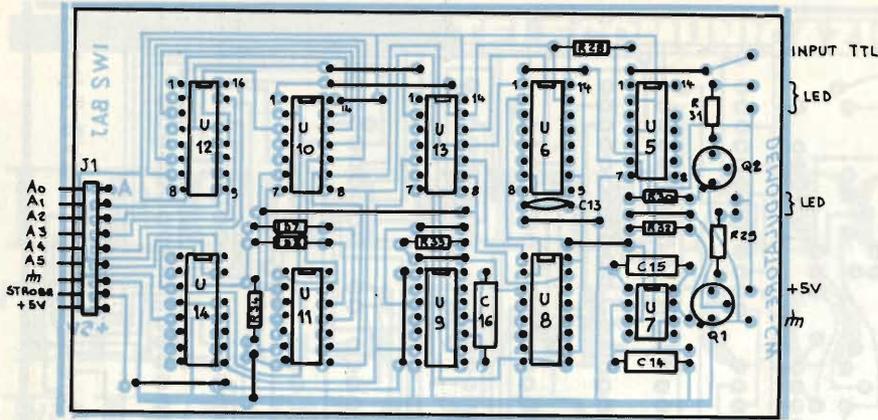



Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulla basetta di figura 2.

gnale di selezione attivo quando i dati sul bus sono corretti, e nel nostro caso, il segnale giunge dallo U9, un 74121, multivibratore monostabile con ingresso munito di trigger di Schmitt, ed indica la fine di un carattere; tale dato serve per i circuiti successivi, ed è prodotto dal multivibratore interno, dell'IC quando all'ingresso, terminale 3, vi sono le condizioni previste stabilite anche dagli inverter U13. Sono ancora da notare i due LED di controllo "punto-linea"; si tratta di particolari "spie" di funzionamento, che s'illuminano in corrispondenza ai caratteri "riconosciuti" dallo U6. Per caricare minimamente la logica, e non impiegare d'altronde un altro IC apposito, per il pilotaggio degli elettroluminescenti s'impiegano i Q1 e Q2, transistori NPN dall'impiego generico. Le resistenze R29 ed R31 limitano la corrente che circola nei LED a valori non preoccupanti, con l'alimentazione TTL, a 5V. In pratica, osservando l'accensione dei LED, si verifica la velocità di battuta per confronto con il potenziometro della base dei tempi R47 (circuito dello "U7"). Ciò significa, che battendo delle lettera qualsiasi sul tasto, ad ogni *punto* si deve accendere il LED alimentato dalla R31, e ad ogni *linea* il LED alimentato dalla R29; se ciò non avvenisse, appunto, l'R47 dovrebbe essere re-

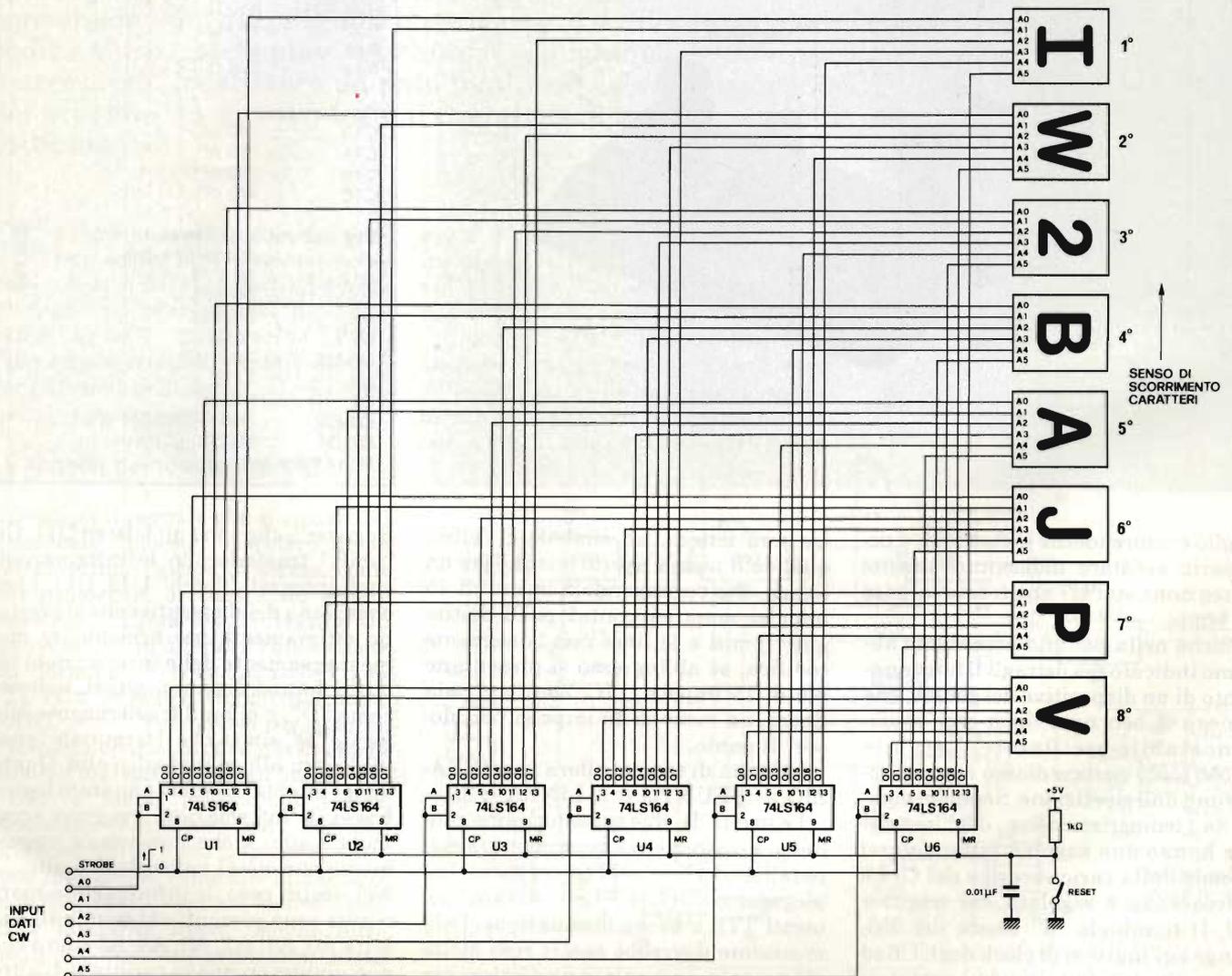



Fig. 4

golata per un migliore sincronismo, e comunque, nel funzionamento, l'osservazione del comportamento dei LED sarà molto utile per correggere il proprio "stile" evitando di variare eccessivamente le battute, difetto tipico, tra gli altri, dei neofiti. Ad ogni manipolazione, il codice presente alle uscite varierà, ma di ciò diremo in seguito, trattando il collaudo e la messa a punto.

La *figura 2* riporta lo stampato del circuito demodulatore in scala 1:1, mentre in *figura 3* si nota la relativa disposizione dei componenti.

Vediamo ora come si utilizza il codice disponibile alle uscite del demodulatore.

Scheda di scansione per i circuiti convertitori CW-display

Da quanto detto, risulta evidente che all'uscita della scheda precedente, si ha a disposizione un codice binario che corrisponde al messaggio CW, ed un segnale di "strobe", o selettore. Ora, si tratta di predisporre la corretta lettura, in altre parole di mettere bene "in fila" le lettere sul display, con la giusta successione, e lo "scorrimento" già indicato nella puntata precedente, che permette di leggere dei messaggi interi di qualunque lunghezza. Ciò avviene facendo scorrere il testo da destra a sinistra, come appunto si fa, tanto per indicare, nel caso delle sovraimpressioni di didascalie nel campo TV. Per esempio, quando una data emittente sta irradiando un film, ed in basso, sullo schermo si inizia a leggere, mettiamo: "IL GIORNO PIU' LUNGO - SECONDO TEMPO - SEGUIRA' LA TELECRONACA DIRETTA DELL'INCONTRO DI PUGILATO..."

Il circuito di controllo è molto semplice, e lo si vede nella *figura 4*. S'impiegano sei IC 74LS164, che sono registri a scorrimento ad otto bit, ovvero costituiti principalmente da otto multivibratori concatenati. Ora, assieme a ciascun carattere convertito in forma di segnale binario che si presenta alle uscite, avremo anche un segnale di strobe, e quest'ultimo con la propria transizione da 0 ad 1, provocherà il trasferimento

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 6

R1	= 1 kΩ 1/4 W
C1	= 0,01 μF poliestere
J1	= connettore
U1 ÷ U6	= 74LS164

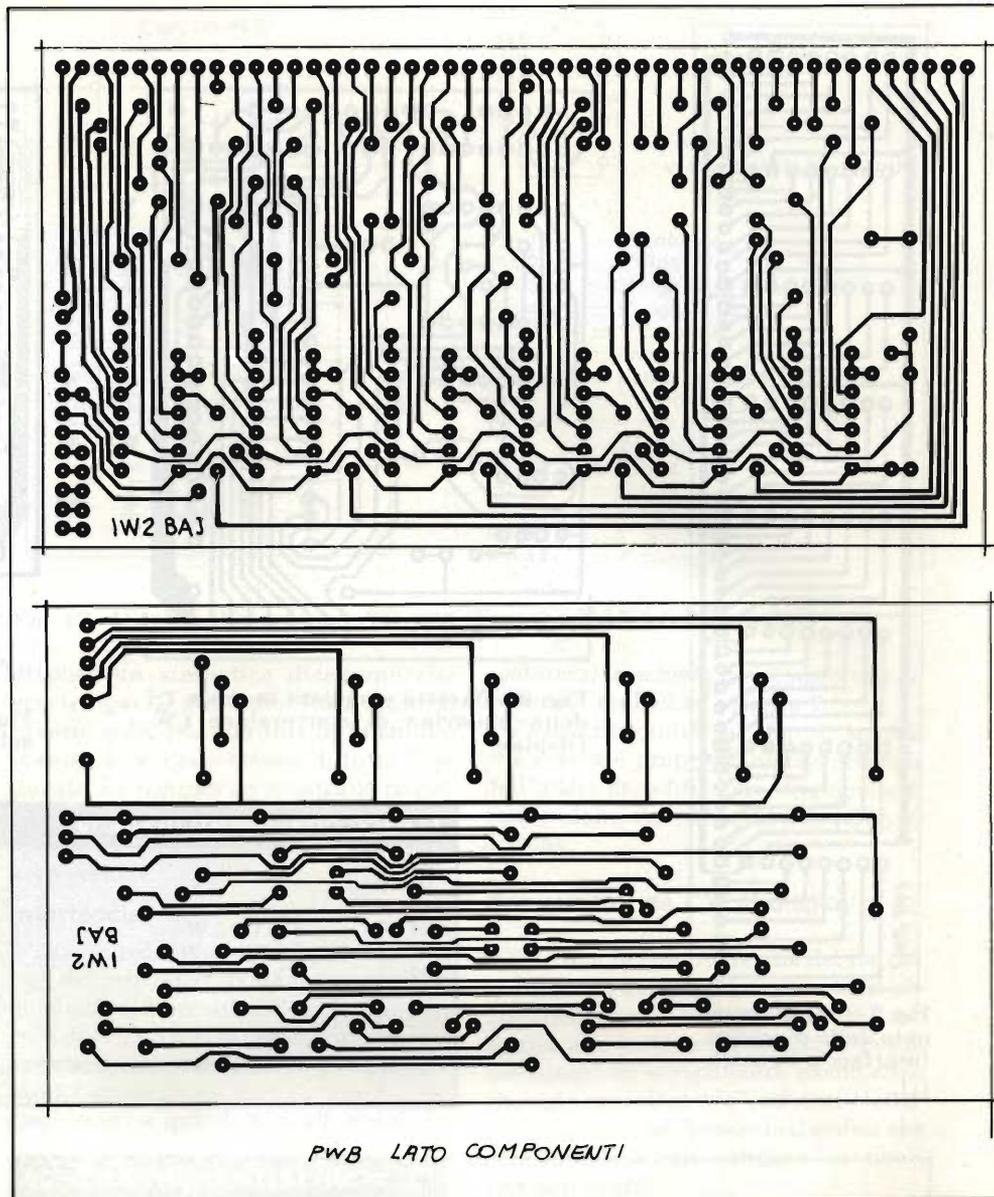



Fig. 5 - **Circuito stampato doppio ramato in scala 1:1 relativo alla piastra di scansione 8 schede CW-Display.**

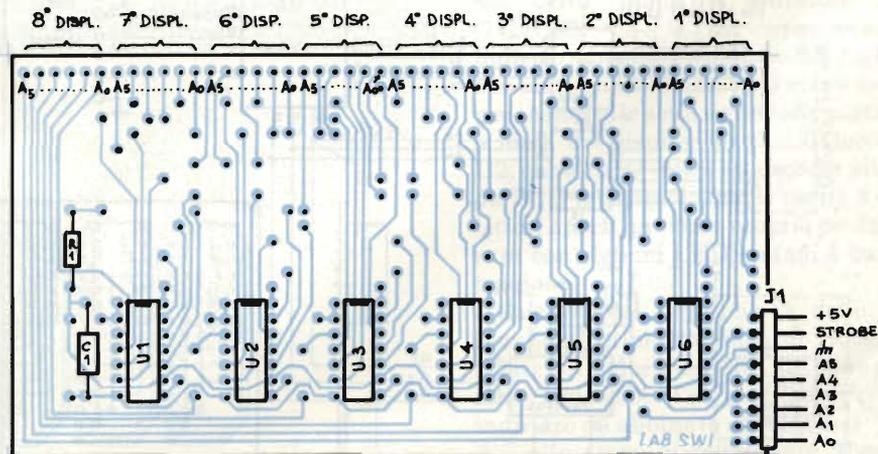



Fig. 6 - **Disposizione dei componenti sulla basetta di figura 5.**

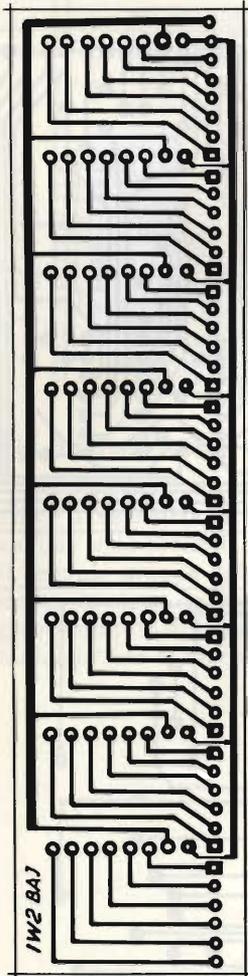



Fig. 7 - Circuito stampato della piastrina interfaccia in scala 1:1.

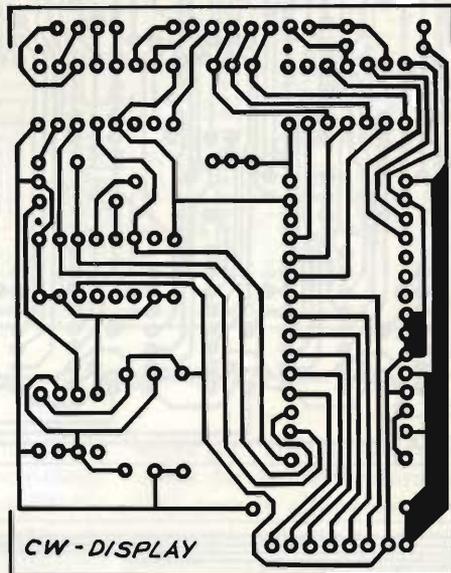



Fig. 9 - Basetta stampata in scala 1:1 della piastrina di conversione CW-Display.

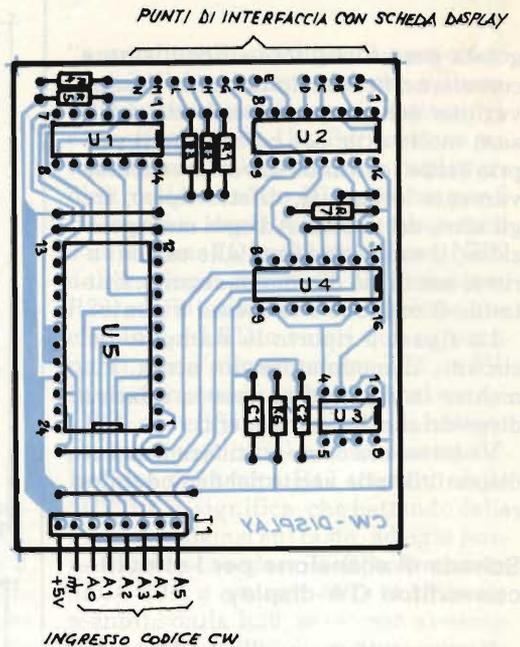



Fig. 10 - Disposizione dei componenti sulla basetta di figura 9.

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 10

Resistori		*Semiconduttori - Varie*	
R1÷R5	= 330 Ω ¼ W	U1	= 74LS07
R6	= 5,6 kΩ ¼ W	U2	= 74LS145
R7	= 1 kΩ ¼ W	U3	= NE 555
Condensatori		U4	= 74LS193
C1-C2	= 0,1 μF poliestere o ceramico	U5	= 2716 (EPROM)
		J1	= connettore Berg
		N. 6	= ponticelli
		N. 1	= zoccolo 24 PIN

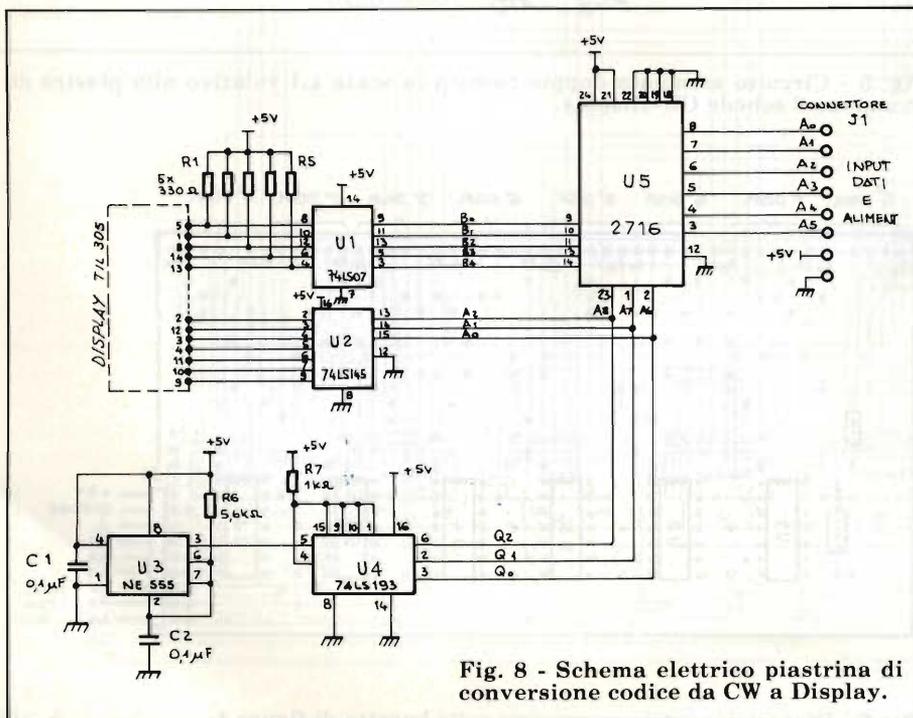



Fig. 8 - Schema elettrico piastrina di conversione codice da CW a Display.

delle informazioni presenti dagl'ingressi A-B degl'integrati (da U1 ad U6) alle uscite "Qo".

In pratica, il primo carattere telegrafico applicato, abiliterà l'ottava piastrina di conversione CW-Display (di tale schede diremo tra poco).

Sempre ad esempio, il codice corrispondente alla lettera "A" è 001010, e battendola al tasto, avremo in corrispondenza: $A_0 = 0$, $A_1 = 0$, $A_2 = 1$, $A_3 = 0$, $A_4 = 1$, $A_5 = 0$, e dopo lo strobe, Q_0 dello U1 = 0, Q_0 dello U2 = 0, Q_0 dello U3 = 1, Q_0 dello U4 = 0, Q_0 dello U5 = 1, Q_0 dello U6 = 0.

Ciò significa che il codice sarà ricevuto dall'ottava piastrina, o scheda, la quale effettuerà la decodifica sul display come vedremo in seguito.

A questo punto, non appena si presenta il secondo carattere telegrafico, in seguito al comando dello strobe le uscite degli IC da U1 a U6, slitteranno tutte di una posizione, ciò vuol dire, che le informazioni presenti su tutti gli U0

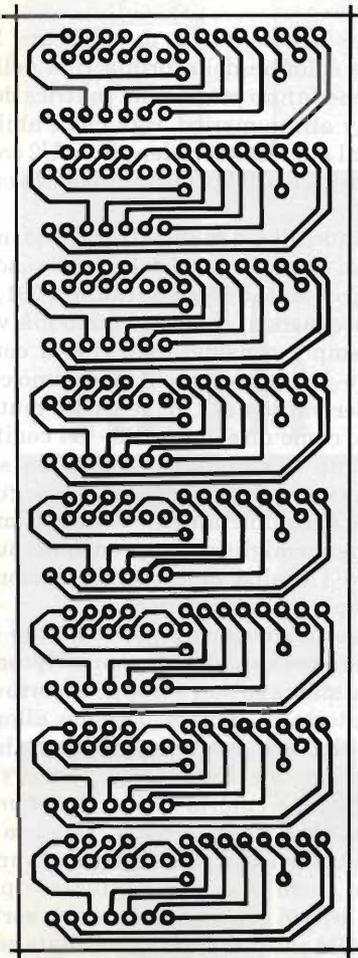



Fig. 11 - Circuito stampato della piastrina porta schede conversione più display in scala 1:1.

Pin 1 = 2ª colonna
Pin 2 = 1ª riga
Pin 3 = 3ª riga
Pin 4 = 4ª riga
Pin 5 = 1ª colonna
Pin 6 = omesso
Pin 7 = punto decimale (anodo)
Pin 8 = 3ª colonna
Pin 9 = 7ª riga e punto decimale (catodo)
Pin 10 = 6ª riga
Pin 11 = 5ª riga
Pin 12 = 2ª riga
Pin 13 = 5ª colonna
Pin 14 = 4ª colonna

Fig. 13 - Display alfanumerico TIL 305 (Texas) o MAN 2A (Monsanto).

si sposteranno su U1, abilitando la settima scheda, cioè la successiva verso sinistra, mentre il carattere precedente prenderà posto sulle uscite U0, e così il funzionamento si riperà via via di seguito, con ogni carattere che giunge, e con il successivo comando dello strobe 0 – 1.

Sulla piastra sono presenti anche due terminali per un pulsante esterno di reset, utile per far apparire su ogni display un simpatico disegnino che servirà per il controllo dello stato di lavoro, e del buon ordine di funzionamento, dopo l'accensione di tutto l'apparato. Le *figure 5* e *6* mostrano rispettivamente il lato rame e la disposizione dei componenti relativi alla piastra di conversione.

Interfaccia

Tale scheda non è attiva, ovvero non reca dei componenti che svolgono delle funzioni, ma serve solo per evitare la noia di un cablaggio prolungato con un gran numero di terminali, che proprio perché è monotono, può portare a delle distrazioni e quindi a degli errori. In sostanza, la scheda non è altro che un sistema "multi-bus": *figura 7*.

Passiamo quindi al tipo di scheda che invece è proprio il nucleo centrale dell'intero decodificatore, cioè quella di conversione da codice Morse (CW) al display.

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 12	
N. 8	= zoccoli per integrati a 14 piedini
N. 8	= display tipo MAN 2A (Monsanto) oppure tipo TIL 305 (Texas) o altri equivalenti
N. 16	= ponticelli

Convertitori da CW al display

Siccome la comprensione del funzionamento di questi settori può essere abbastanza complicata per chi non è addentro alla tecnica dei sistemi digitali, cerchiamo di semplificare assumendo che sul connettore "J1", schema elettrico di *figura 8*, sia presente il codice che corrisponde ad un carattere "statico", che non varia.

La base dei tempi che mette in funzione il tutto, è formata dall'oscillatore U3, che impiega il solito "555". Il clock che fuoriesce al terminale 3 dell'IC ultimo detto, pilota il contatore U4, (74LS193) che è del tipo avanti-indietro, sincrono, a quattro Bit. Lo U4, è cablato come divisore per otto e serve per scandire le sette righe della matrice a diodi del display tramite il decoder U2, che è un IC 74LS145, decoder pilota da BCD a decimale con le uscite a collettori aperti, previsto proprio per lavorare con sistemi LED, quindi a bassa tensione.

Quando sul terminale 5 dello U4 giunge il primo impulso di clock, le uscite del contatore Q_0, Q_1, Q_2, sono allo stato logico 000. Tale stato serve come indirizzo da abbinare agl'ingressi "A_0-A_5" allo scopo di selezionare la cella programmata in memoria che si vuole nella Eprom 2716, in modo tale che le uscite da B0 a B4 riportino la configu-

Fig. 12 - Disposizione dei display sulla basetta di figura 11.

CW	Carattere	INPUT					
		A_0	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5
•—	A	0	0	1	0	1	0
— •••	B	1	1	0	0	0	0
— • — •	C	1	1	0	1	0	0
— ••	D	0	1	1	0	0	0
•	E	0	0	0	1	0	0
•• — •	F	1	0	0	1	0	0
— — •	G	0	1	1	1	0	0
••••	H	1	0	0	0	0	0
••	I	0	0	1	0	0	0
• — — —	J	1	0	1	1	1	0
— • —	K	0	1	1	0	1	0
• — ••	L	1	0	1	0	0	0
— —	M	0	0	1	1	1	0
— •	N	0	0	1	1	0	0
— — —	O	0	1	1	1	1	0
• — — •	P	1	0	1	1	0	0
— — • —	Q	1	1	1	0	1	0
• — •	R	0	1	0	1	0	0
•••	S	0	1	0	0	0	0
—	T	0	0	0	1	1	0
•• —	U	0	1	0	0	1	0
••• —	V	1	0	0	0	1	0
• — —	W	0	1	0	1	1	0
— •• —	X	1	1	0	0	1	0
— • — —	Y	1	1	0	1	1	0
— — ••	Z	1	1	1	0	0	0
— — — — —	0	1	1	1	1	1	1
• — — — —	1	0	1	1	1	1	1
•• — — —	2	0	0	1	1	1	1
••• — —	3	0	0	0	1	1	1
•••• —	4	0	0	0	0	1	1
•••••	5	0	0	0	0	0	1
— ••••	6	1	0	0	0	0	1
— — •••	7	1	1	0	0	0	1
— — — ••	8	1	1	1	0	0	1
— — — — •	9	1	1	1	1	0	1
— • — • —	•	1	0	1	0	1	1
— •• — —	,	1	0	0	1	1	1
• — — ••	?	0	1	1	0	0	1
— •• — •	/	1	0	0	1	0	1
— ••• —	+	1	0	0	0	1	1

Tabella del codice CW all'ingresso delle piastrine di conversione CW-Display.

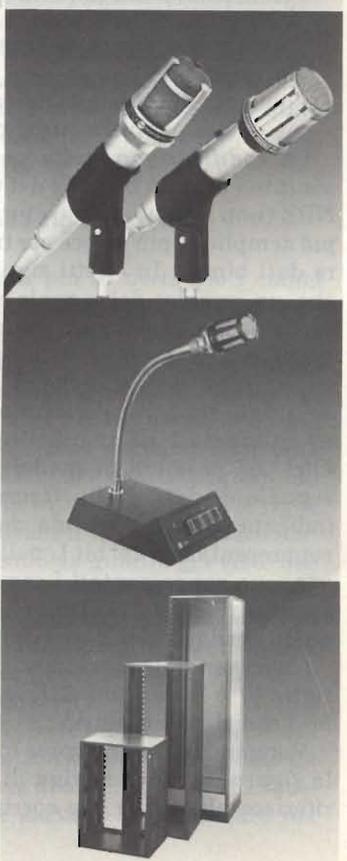
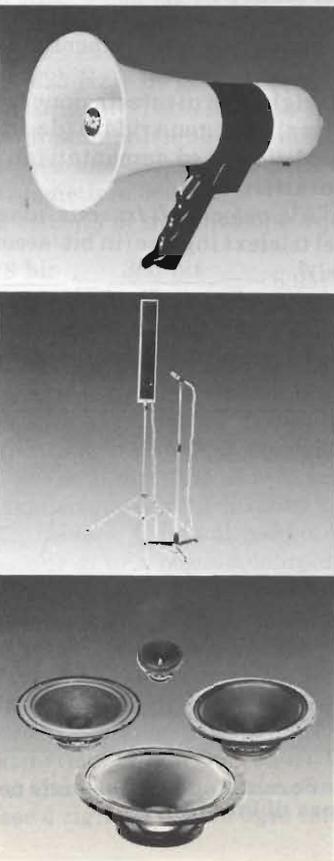
razione necessaria a decodificare le cinque colonne della prima riga delle sette che fanno parte della matrice del display alfanumerico, riga che è abilitata dal già visto decoder-pilota U2 con lo stato logico di Q_0, Q_1, Q_2 = 000: *Tavola 1*.

Quando all'U4 giunge il secondo impulso di clock da parte dello U3, le uscite del commutatore passeranno a 001, e di conseguenza, come abbiamo già visto, sempre considerando che al connettore J1 sia presente il medesimo codice derivante dal CW, le uscite muteranno, come dire che le B0 - B4 codificheranno le cinque colonne della seconda riga; il funzionamento proseguirà sino al completamento della settima riga (per la migliore comprensione, può servire l'analisi della conformazione del display alfanumerico).

Forse, a questo punto, il lettore si chiederà cosa sia una memoria Eprom, specialmente se non è troppo esperto di computeria in genere. Diremo allora che EPROM è l'acronimo di "Erasable Programmable Read Only Memory", in italiano, *memoria a sola lettura programmabile e cancellabile.* In sostanza, tale memoria, è analoga ad una PROM, però la si può riutilizzare più volte, anzi in genere è proprio una sorta di PROM che può essere cancellata con l'esposizione per alcuni minuti ad una forte sorgente d'ultravioletti, e riprogrammata con un sistema logico adatto. In genere, una Eprom, mantiene le informazioni per alcuni anni.

Detto così brevemente, di questo sistema logico, fondamentale per il nostro apparecchio, aggiungeremo che si è adottato lo U1 (un IC modello 74LS07 sestuplo amplificatore pilota con i collettori aperti) perché vi sono dei problemi di corrente, in quanto la memoria 2716 non ha il "fan out" (possibilità di pilotaggio delle uscite (sufficiente per i LED del display.

A questo punto, il lettore può dar un'occhiata anche alle figure dalla 9 alla 13 per comprendere meglio l'assemblaggio meccanico del tutto. *La Tavola 1*, mostra il codice CW come si presenta all'ingresso delle schede di conversione verso il display.

Del montaggio parleremo comunque nel prossimo numero, fornendo anche le indicazioni per il collaudo ed i rudimenti d'impiego, in via di conclusione. Crediamo che la moderna ed elaborata circuiteria della nostra "macchina", sia stata ben compresa. ■

TELETEXT &

Il sistema teletext inglese

Parte seconda dell'ing. Fabio Ghersel

Vengono illustrati i principali parametri del sistema, il codice delle righe dei dati; l'unità trasmittente ed infine il sistema di visualizzazione delle pagine.

Una delle decisioni fondamentali prese nella stesura dello standard inglese fu che ogni riga di dati (riga teletext) dovesse portare l'informazione necessaria per generare una fila della pagina teletext. Quindi *ciascuna fila è generata dall'informazione contenuta in una riga di dati.* Questo fatto semplifica i circuiti del televisore teletext, poiché evita una memoria intermedia, che sarebbe stata necessaria se solo una parte di una fila fosse ricevuta da una riga dati e dovesse essere immagazzinata finché altre righe dati completassero la fila. Questa decisione ha influenzato o determinato anche la scelta del tipo o del valore di alcuni altri parametri del sistema.

Vediamo di seguito:

1) quale è la codifica scelta per rappresentare i segnali binari delle righe di dati;
2) come vengono trasmessi i dati teletext nelle due righe di dati per quadro;
3) quale è la velocità di trasmissione dei dati;
4) quale risulta il tempo di trasmissione di una pagina teletext completa.

La *codificazione* scelta per rappresentare i segnali binari è del tipo detto NRZ (non ritorno a zero) che è il modo più semplice e più veloce per trasmettere dati binari. In effetti significa solo che, un impulso del segnale corrispondente al livello del nero in un segnale televisivo rappresenta il binario 0, ed un impulso corrispondente al livello del grigio rappresenta il binario 1; viene chiamata NRZ per distinguerla da altri tipi possibili di modulazione del segnale di dati. Nella *figura 7* viene indicata la forma d'onda del segnale rappresentativo del bit 1; nella *figura 8* vengono rappresentati i segnali corrispondenti ai bit 101010; nella *figura 9* quelli corrispondenti ai bit 011011.

Come vengono *trasmessi i dati*, nelle righe 17 e 18 (e 330 e 331), assieme ai loro codici preliminari?

Vengono trasmessi come inicato nella *figura 10*, dove la riga di destra si riferisce alle righe che corrispondono alle file di intestazione della pagina, e la riga di sinistra indica la composizione delle righe per le file normali. Dopo l'impulso di sincronismo orizzontale ed il burst, sono prima trasmessi i bit per i dati addizionali, e poi i bit per i caratteri.

Nelle righe non di intestazione (per le file normali) vengono ridotti (da 13 a 5) i dati addizionali ed aumentati (da 32 a 40) i caratteri.

Qual'è la *velocità di trasmissione* dei dati nel teletext inglese (in bit/secondo = baud)?

Abbiamo visto (nelle *figure 4* e *10*) che nelle righe teletext vengono trasmesse 13 parole di prefisso + 32 parole

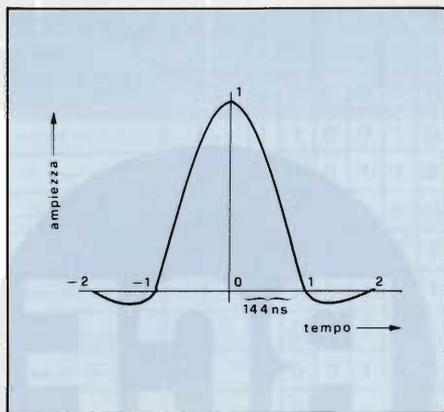



Fig. 7 - Forma d'onda del segnale per il bit 1.

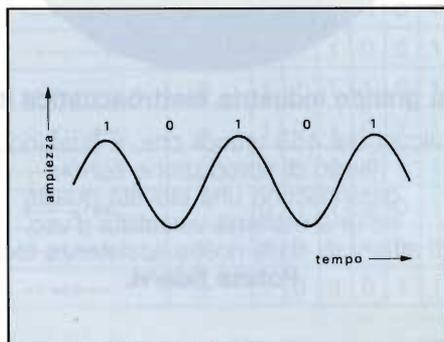



Fig. 8 - Forma d'onda del segnale per la sequenza di bit 10101.

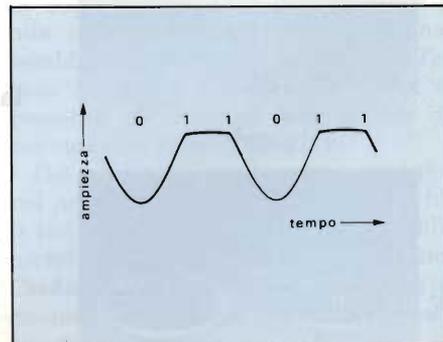



Fig. 9 - Forma d'onda del segnale per la sequenza di bit 011011

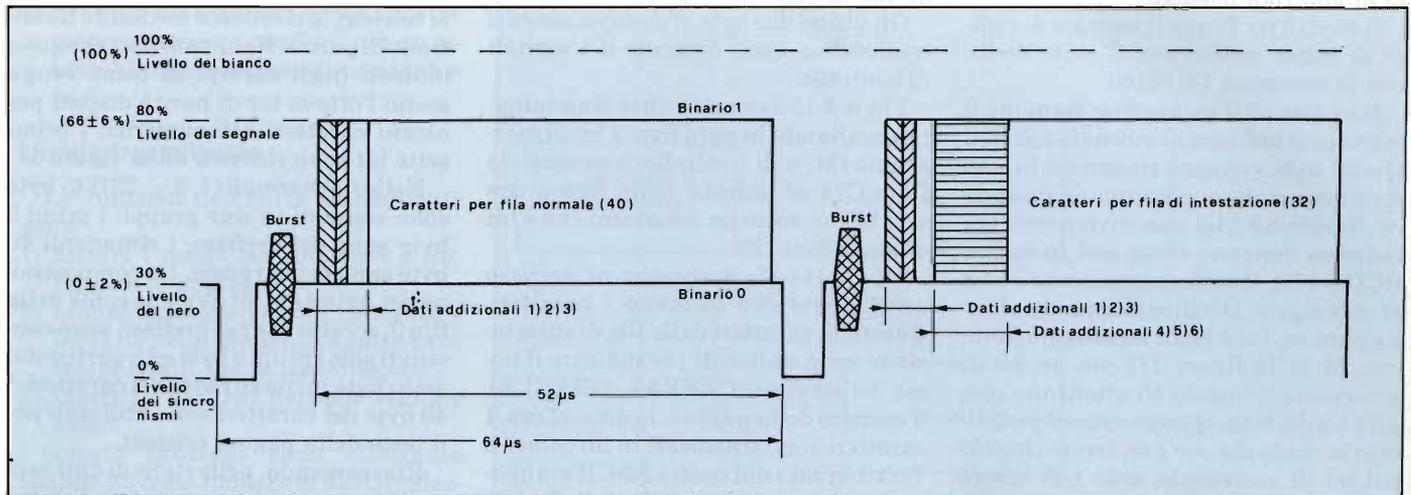



Fig. 10 - Collocazione dei caratteri del segnale teletext inglese nelle righe di analisi.

di caratteri oppure 5 parole di prefisso + 40 parole di caratteri, per un totale sempre di 45 parole. Ogni *parola* di prefisso di caratteri è formata da un *byte* cioè da un gruppo di 8 consecutivi bit di dati, intesi ad essere trattati come una entità unica. Dobbiamo quindi trasmettere in ogni riga di dati 45 byte ossia 45x8 = 360 bit. In quanto tempo? La durata nominale di una riga è di 64 μs (i fasci elettronici impiegano $1/f_{riga}$ = 1/15625 Hz = 64 μs a percorrere una riga di analisi). Tolto il tempo per l'impulso di sincronismo orizzontale ed il burst, restano disponibili circa 52 μs per trasmettere 360 bit.

La velocità di trasmissione è quindi:

$$\frac{45x8 \text{ bit}}{52\ \mu s} = \frac{360 \text{ bit}}{52x10^{-6}s} =\sim 6{,}9\text{Mbit/s.}$$

Per avere una relazione fissa con la frequenza di riga conviene inoltre che la velocità di trasmissione dei bit sia un multiplo intero della frequenza di riga. Scelto il multiplo 444, la velocità di trasmissione risulta di 15625 x 444 = 6,9375 Mbit/s. Qual'è il *tempo di trasmissione di una pagina* completa?

Essendo la pagina formata da 24 file, ed ogni fila generata da una riga di dati, il tempo sarà quello necessario a trasmettere 24 righe di dati. Poiché sono trasmesse 2 righe di dati in ogni quadro, il tempo sarà quello necessario a trasmettere 24/2 = 12 quadri. Oppure, ciò che è lo stesso, poiché sono trasmesse 4 righe di dati in ogni immagine, il tempo sarà quello necessario a trasmettere 24/4 = 6 immagini. Una immagine (di 625 righe) è trasmessa in 1/25 di secondo, cioè in 0,04 secondi = 40 millisecondi. Un quadro (di 625/2 righe) è trasmesso in 1/50 di secondo, cioè in 0,02 secondi = 20 millisecondi. Il tempo di trasmissione di una pagina completa è quindi di 12 (quadri) x 0,02 x (ogni quadro) = 6 (immagini) x 0,04 x (ogni immagine) = 0,24 secondi.

Un parametro (collegato con i comandi teletext) è il cosiddetto *tempo di accesso* del teletext, cioè il tempo (di attesa) intercorrente fra la scelta della pagina teletext nel telecomando e la ricezione completa di tale pagina. Il tempo di accesso dipende da tre variabili: dal numero delle righe di dati usate in trasmissione, dal numero delle pagine totali trasmesse ciclicamente nei giornali teletext, dalla velocità di trasmissione dei bit.

Nel teletext inglese sono usate due righe di dati (17 e 18) per ogni quadro; il numero massimo possibile delle pagine è 800 (al massimo 100 per ogni giornale, moltiplicate per un massimo di 8 giornali, vedi anche *tabella 1*). Per trasmettere una pagina occorrono 0,24 secondi; per trasmettere un giornale di 100 pagine, 24 secondi; per trasmettere un giornale di 90 pagine, circa 20 secondi.

Dopo la scelta (mediante il telecomando) della pagina, il decodificatore teletext memorizza i segnali relativi alla pagina desiderata; quando l'intera pagina è memorizzata, essa viene riprodotta sul cinescopio.

Avremo da considerare un tempo di accesso massimo e un tempo di accesso medio. Il tempo di accesso *massimo* è praticamente uguale al tempo necessario alla tarsmissione del giornale (dei giornali) teletext. Poiché il telespettatore sceglie una pagina a caso, la legge della probabilità dice che il tempo di accesso *medio* è metà di quello massimo. Nel caso di un giornale di 100 pagine il tempo di accesso massimo è quindi di 24 secondi, il tempo di accesso medio è di 12 secondi.

Codici delle righe di dati

Vediamo ora più in dettaglio i codici usati nella trasmissione dei 45 byte nelle righe di dati. La composizione dei byte delle righe di dati (che formano le 24 file della pagina teletext) è riassunta nella *figura 11*. Riferendoci a questa figura prenderemo in esame dapprima le righe di dati costituenti la prima fila (fila 0, filo di intestazione), poi le righe di dati costituenti le file (1, 2 ... 23) normali; partiamo da quanto già visto nella figura 4.

Nella *fila 0* i 45 byte sono separati in due gruppi: i primi 13 byte sono quelli del prefisso, i rimanenti 32 byte sono quelli dei caratteri.

I *primi due byte* formano il segnale di *avviamento clock*. Esso è composto da due sequenze di otto bit 10101010. Questo segnale serve a sincronizzare nel

decodificatore teletext un generatore a frequenza 6,9375 MHz. Inoltre il decodificatore teletext riconosce con questi due byte (e con il terzo byte) che si tratta di una riga teletext.

Il *terzo byte* forma il segnale di *codice di inizio messaggio.* È stato scelto con la sequenza 11100100.

Il *quarto ed il quinto byte* formano il segnale di *indirizzi di giornale e di fila.* Questi byte vengono trasmessi in una forma speciale, conosciuta quale *codice Hamming* (dal suo inventore). Gli indirizzi vengono trasmessi in codice BCD a 4 bit. Questi costituiscono i *4 bit di messaggio.* Il codice Hamming alterna ognuno dei 4 bit di messaggio (indicati M nella *figura 11*) con un *bit di protezione* (indicato P) ottenendo così gli 8 bit del byte. Questo codice è progettato in modo che se c'è un errore singolo nel bit di messaggio, esso può essere corretto nel televisore, proteggendo così il segnale da errori dovuti ad esempio ad interferenze nel percorso di trasmissione.

Il *sesto e settimo byte* formano il segnale di *numero della pagina* (unità e decine, da 00 a 99).

L'*ottavo, nono, decimo e undicesimo byte* formano il segnale del *tempo* in cui avviene la trasmissione, rispettivamente in minuti, decine di minuti, ore, decine di ore.

Gli ultimi due byte, *il dodicesimo ed il tredicesimo byte,* formano dei segnali di controllo.

I byte 4-13 usano il codice Hamming, intervallando in ogni byte 4 bit di messaggio (M) o di controllo (numerati da C4 a C14 ed indicati nella figura con una M con sotto un asterisco) con 4 bit di protezione (P).

I *byte* (14-45) *successivi al prefisso* sono i byte che formano i *caratteri.* Questi 32 caratteri delle file di intestazione sono utilizzati per indicare il nome del servizio (CEEFAX, ORACLE), il numero della pagina, la data e l'ora. I caratteri sono trasmessi in un codice a 7 bit derivato dal codice ASCII ampliato con alcuni caratteri speciali. Questo codice è stato indicato nella *figura 1* con i rispettivi 7 bit di identificazione. Nei byte dei caratteri viene aggiunto a questi 7 bit un *ottavo bit di parità dispari.* Viene cioè aggiunto un bit (1 o 0) in modo che la somma di tutti i bit 1 del byte sia un numero dispari. Questo ottavo bit è una forma di protezione (più semplice di quella fornita dal codice Hamming): se un bit del byte viene trasmesso in modo errato, il decodificatore teletext lo riconosce mediante il controllo di parità. Nella *tabella 2* vengono indicati degli esempi di come venga scelto l'ottavo bit di parità dispari per alcuni caratteri alfanumerici; i primi sette bit sono ricavati dalla figura 1.

Nelle *file normali* (1, 2, ... 23) i 45 byte sono separati in due gruppi: i primi 5 byte sono del prefisso, i rimanenti 40 byte sono dei caratteri. La composizione dei byte e dei bit avviene come nella fila 0, eccetto che nel prefisso sono contenuti solo i primi 5 byte ed a partire dal sesto byte iniziano i byte dei caratteri. I 40 byte dei caratteri sono utilizzati per il testo della pagina teletext.

Riassumendo, nelle righe di dati vengono trasmessi i seguenti tipi di bit:

1) nei byte 1 e 2 vengono trasmessi i bit di avviamento clock nella sequenza 10101010;
2) nel byte 3 vengono trasmessi i bit di inizio messaggio con il codice 11100100;

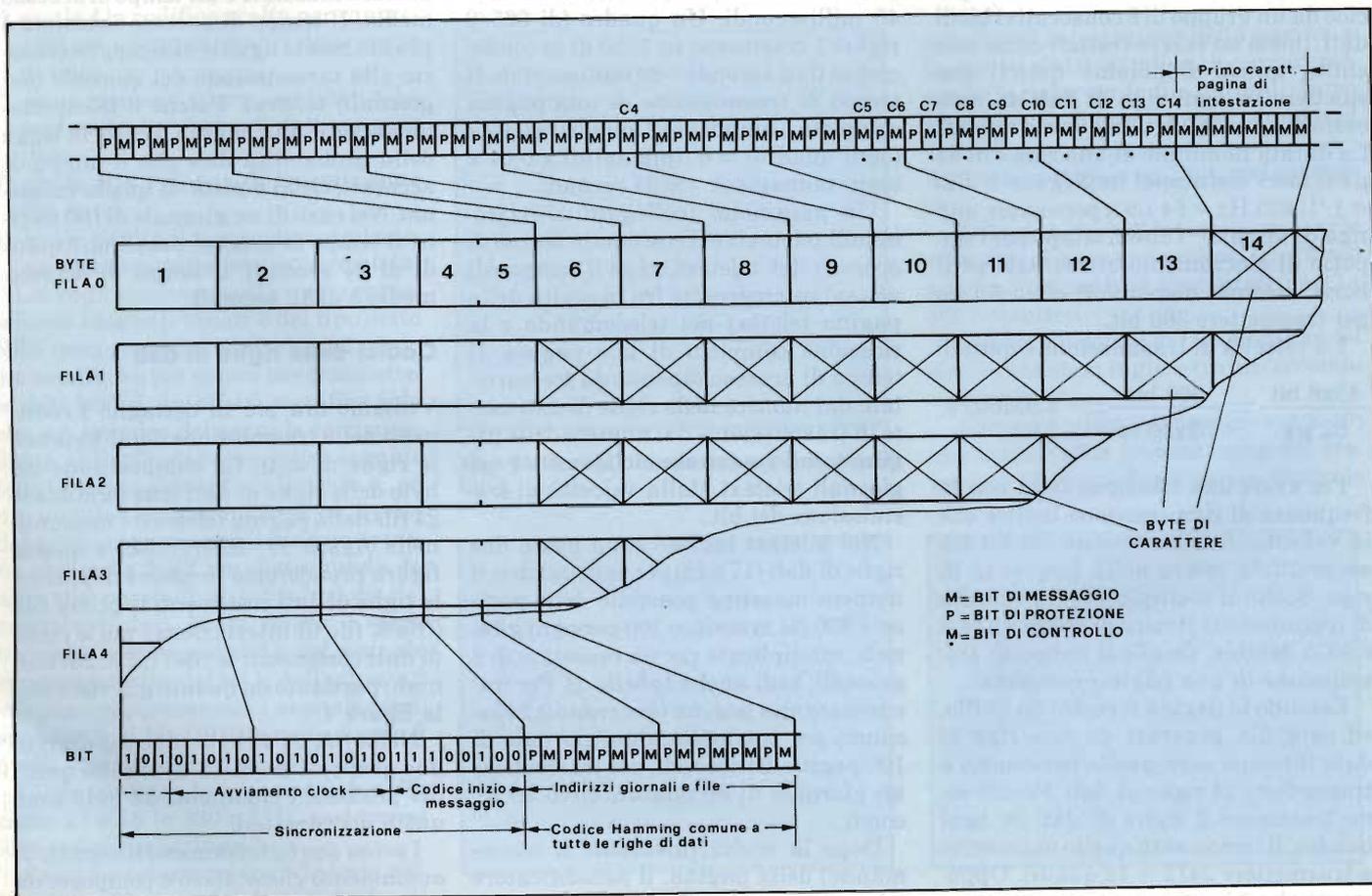



Fig. 11 - Codici delle righe di dati.

3) nei successivi byte del prefisso vengono trasmessi i bit di messaggio e di controllo in codice BCD a 4 bit, più 4 bit di protezione con codice Hamming;
4) nei byte dei caratteri ogni carattere viene trasmesso con 7 bit più un ottavo bit di protezione di parità dispari.

L'unità trasmittente

Le funzioni dell'unità trasmittente sono:
1) fornire i mezzi per comporre e correggere le pagine;
2) immagazzinare pagine complete e inviarle nella sequenza adatta e nei tempi adatti per la trasmissione;
3) inserire i dati nel normale segnale video.

Queste funzioni sono effettuate usando un certo numero di VDU (videoriproduttori o unità di visualizzazione video) e una memoria (ad esempio a disco) sotto il controllo di un minicalcolatore. Il minicalcolatore può avere un certo numero di altre parti periferiche.

La *figura 12* indica lo schema a blocchi semplificato di una *unità* (tipica) *di trasmissione*. La VDU può essere un monitore in bianco e nero o a colori o un televisore teletext modificato (per poter eseguire le modifiche del testo). Una VDU è necessaria a ciascun redattore. Il redattore scrive a macchina la pagina direttamente sulla tastiera ed essa viene visualizzata sullo schermo di fronte a lui nell'adatto formato teletext. Egli può poi fare tutte le correzioni o modifiche che sono necessarie, prima di segnalare al calcolatore che la pagina è completa e può essere messa in lista per esser trasmessa.

Ogni normale minicalcolatore può tenere il controllo di una unità trasmittente teletext. È adeguata una macchina con una memoria principale di 16000 parole da 16 bit.

È necessaria una *ulteriore catena di circuiti*, per portare il segnale teletext dall'uscita del calcolatore al segnale televisivo trasmesso, e per inserire i dati addizionali teletext al posto opportuno. La prima parte è una *interfaccia* che prende i dati dal calcolatore in parallelo (ad esempio quattro caratteri completi allo stesso tempo) e li fornisce in serie, un bit alla volta. Il segnale passa infine all'*inseritore*. Questo è un equipaggiamento standard, definito dalla EBU, e già in uso per inserire vari segnali di prova e di identificazione in certe righe del segnale televisivo. È uno

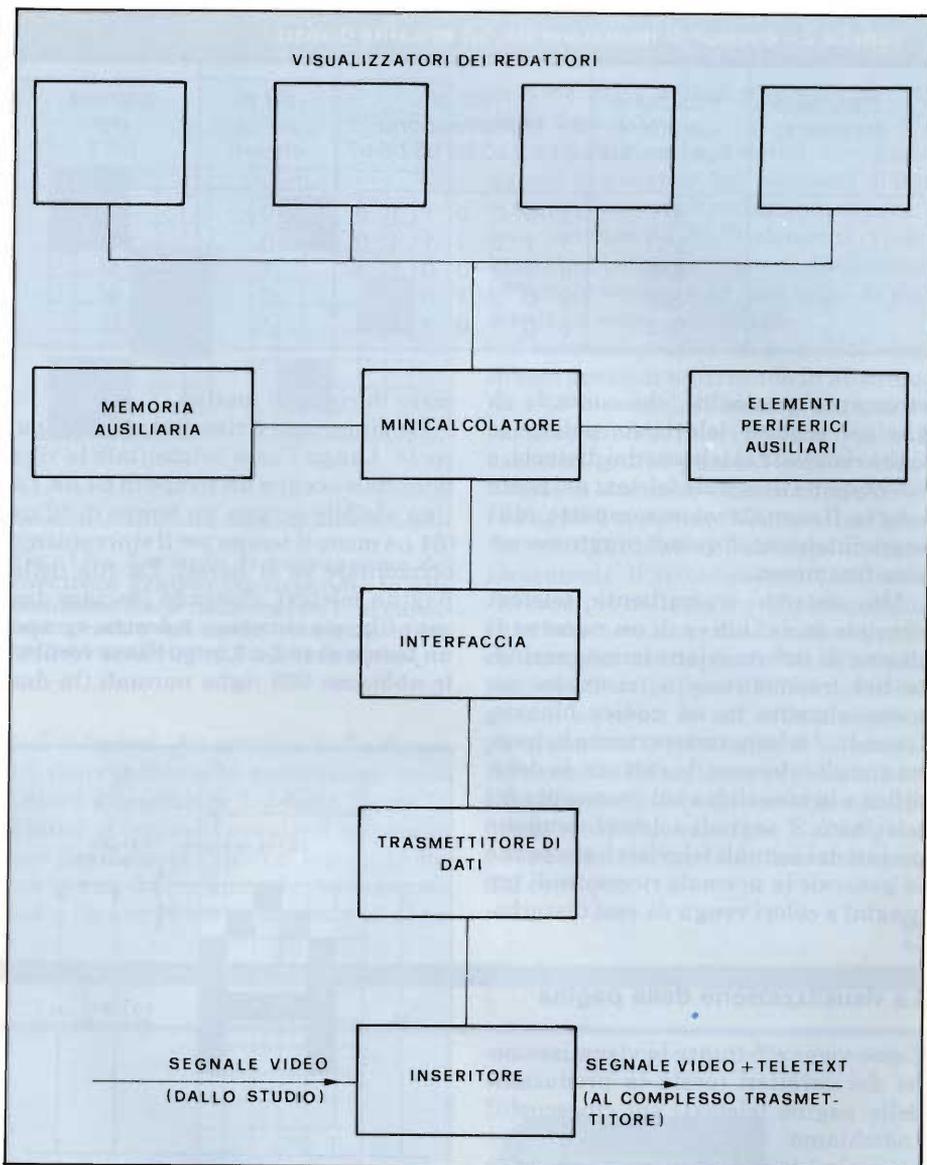



Fig. 12 - Schema a blocchi semplificato di unità trasmittente teletext.

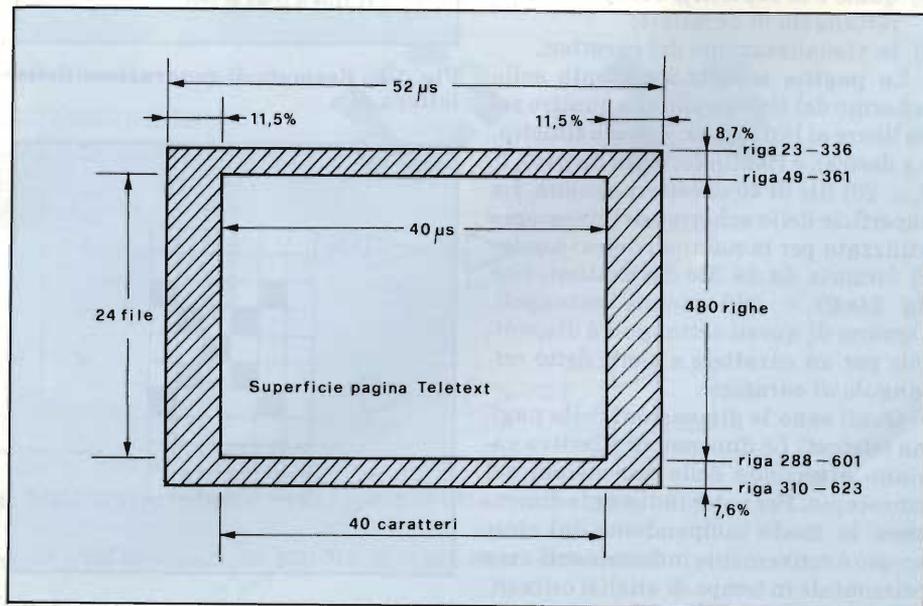



Fig. 13 - Dimensioni della pagina teletext.

Tabella 2 - Esempi di inserzione dei bit di parità dispari.

Carattere trasmesso	*Posizione carattere colonna/fila*	*Bit di identificazione b1 b2 b3 b4 b5 b6 b7*	*Bit di parità dispari*	*Somma dei bit 1*
1	3/1	1 0 0 0 1 1 0	0	3
;	3/11	1 1 0 1 1 1 0	0	5
7	6/6	0 1 1 0 0 1 1	1	5
h	6/8	0 0 0 1 0 1 1	0	3
t	7/4	0 0 1 0 1 1 1	1	5

strumento analogico, che conta le righe nel segnale televisivo, pulisce le righe riservate al teletext dai disturbi, e sovrappone il segnale teletext nel posto adatto. Il segnale colore composto, più i segnali teletext, è quindi pronto per essere trasmesso.

Un sistema trasmittente teletext consiste in definitiva di un numero di pagine di informazione immagazzinate nel trasmettitore e trasmesse sequenzialmente in un codice binario. Quando il telespettatore riceve la pagina che gli interessa, la cattura, la decodifica e la visualizza sul cinescopio del televisore. I segnali teletext vengono portati dai segnali televisivi, senza che in generale la normale ricezione di immagini a colori venga da essi disturbata.

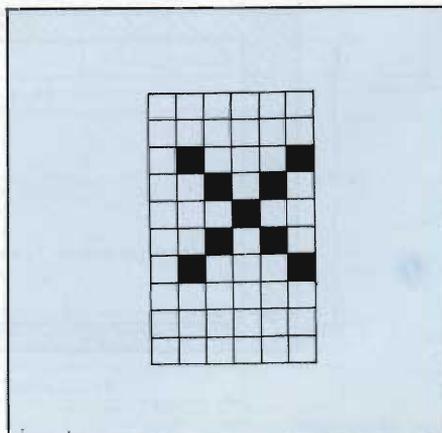
La visualizzazione della pagina

Come viene effettuata la visualizzazione dei caratteri (ossia la produzione delle pagine teletext) sul cinescopio? Indichiamo:

a) quale è la superficie occupata dalla pagina teletext;
b) quale è la superficie occupata da un rettangolo di carattere;
c) la visualizzazione dei caratteri.

La pagina teletext è centrata sullo schermo del cinescopio, con quattro zone libere ai lati (sopra, sotto, a sinistra, e a destra), e risulta formata da 24 (0, 1, 2, ... 23) file di 40 caratteri ognuna. La superficie dello schermo del cinescopio utilizzata per la pagina teletext è quindi formata da 24 file di caratteri, cioè da 24x40 = 960 piccoli rettangoli. Ognuno di questi rettangoli è disponibile per un carattere e viene detto *rettangolo di carattere*.

Quali sono le dimensioni della pagina teletext? Le dimensioni effettive variano a seconda delle dimensioni del cinescopio. Per poter indicare le dimensioni in modo indipendente dal cinescopio è conveniente indicarle sull'asse orizzontale in tempo di analisi orizzontale (microsecondi impiegati dai fasci elettronici) e sull'asse verticale in numero di righe di analisi.

La situazione è riassunta nella *figura 13*. Lungo l'asse orizzontale la riga nominale occupa un tempo di 64 μs. La riga visibile occupa un tempo di 52 μs (64 μs meno il tempo per il sincronismo orizzontale ed il burst). La fila della pagina teletext, dovendo lasciare due zone libere a sinistra e a destra, occupa un tempo di 40 μs. Lungo l'asse verticale abbiamo 625 righe normali (in due quadri interlacciati). Una parte di queste righe sono visibili. Le righe visibili sul cinescopio vanno dalla riga 23 alla 310 nel primo quadro e dalla 336 alla 623 nel secondo quadro. Le righe utilizzate per la pagina teletext sono di meno (dovendo lasciare due zone libere sopra e sotto) e vanno dalla riga 49 alla 288 nel primo quadro e dalla riga 361 alla 601 nel decondo quadro. Sono cioè disponibili in senso verticale per la pagina teletext 480 righe totali, 240 per quadro.

Le righe visibili utilizzate per riprodurre le pagine teletext sul cinescopio sono quindi 480 (240 per ogni quadro); essendo 24 le file delle pagine, ogni fila utilizza 480/24 = 20 righe totali, cioè 240/24 = 10 righe in ogni quadro. In conclusione le dimensioni della pagina teletext sono di 40 μs per 480 righe di analisi totali.

Quali sono le dimensioni di un rettangolo di carattere? In direzione orizzontale il tempo è di 40 μs/40 caratteri = μs. In direzione verticale il numero di righe disponibili per ogni fila è di 480 righe/24 righe = 20 righe totali (10 righe per quadro).

Le dimensioni del rettangolo di carattere sono quindi di 1 μs per 20 righe di analisi totali.

Come vengono generati i 96 caratteri alfanumerici ed i 64 caratteri grafici nei 960 rettangoli di caratteri? I caratteri vengono generati dal generatore di caratteri (TROM). Esso riceve dalla memoria principale i dati dei caratteri, sotto forma di un codice a 7 bit. Ciascun codice di carattere definisce un rettangolo di carattere sotto forma di una matrice contenente un certo numero di *elementi di immagine*.

Quanti sono gli elementi di immagi-

Fig. 14 - Esempio di generazione della lettera A.

Fig. 15 - Esempio di generazione della lettera x.

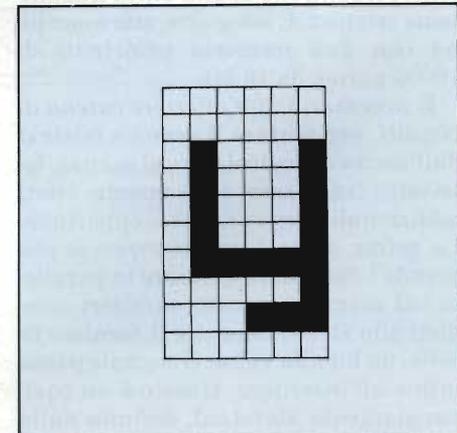



Fig. 16 - Esempio di generazione della lettera y.

ne in ogni rettangolo di carattere? Il numero degli elementi varia nelle diverse realizzazioni del TROM. Nel TROM realizzato con il *circuito integrato SA5050* il rettangolo di carattere è largo 6 elementi ed è alto 10 elementi; il numero di elementi è quindi 6x10=60. Quali sono le *dimensioni di ogni elemento di immagine?* In senso orizzontale il tempo è un sesto di quello del rettangolo di carattere, cioè 1 μs/6 = 0,167 μs = 167 ns. In senso verticale il numero delle righe di analisi è un decimo di quello di un rettangolo di carattere, cioè occupa 20 righe di analisi/10 = 2 righe di analisi per immagine (1 riga di analisi per quadro); la stessa informazione viene ripetuta senza variazioni nei due quadri costituenti l'immagine.

Come vengono utilizzati gli elementi di immagine per *generare* i caratteri alfanumerici e grafici? I caratteri *alfanumerici maiuscoli* sono generati utilizzando 5x7 elementi (sono larghi 5 elementi e alti 7 elementi). Ad esempio nella *figura 14* viene indicata la generazione della lettera A (posizione 4/1 della figura 1). I caratteri alfanumerici *minuscoli* sono generati impiegando

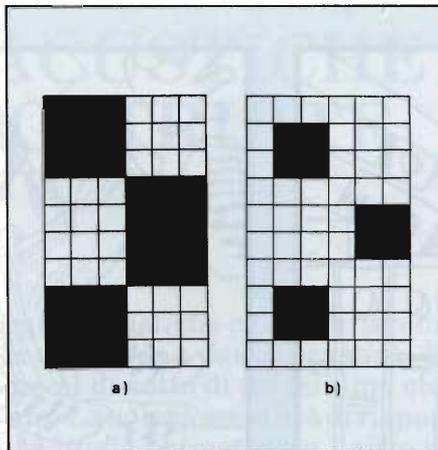



Fig. 17 - Esempio di generazione del carattere grafico corrispondente alla posizione 3a/9 della figura 1: a) carattere grafico nel modo contiguo; b) carattere grafico nel modo separato.

5x5 elementi. Ad esempio nella figura 15 viene indicata la generazione della lettera x (posizione 7/8 della figura 1). Fanno eccezione i caratteri *minuscoli con parti discendenti* (g, j, p, q, y) che occupano 5x7 elementi. Ad esempio nella *figura 16* viene indicata la generazione della lettera y (posizione 7/9 della figura 1).

I caratteri alfanumerici occupano quindi in generale 5x9 elementi di immagine. Essendo il rettangolo di carattere formato da 6x10 elementi, viene lasciata libera una colonna di elementi in senso verticale ed una serie di elementi in senso orizzontale.

I caratteri *grafici* (di mosaico) sono invece generati utilizzando in altro modo i 60 elementi di immagine, e cioè raggruppandoli in sei blocchi o celle. I caratteri grafici possono essere visualizzati in due *modi di visualizzazione: contiguo* e *separato*. Nei caratteri grafici *contigui* le sei celle occupano completamente il rettangolo di carattere. Ad esempio nella *figura 17a* viene indicata la generazione del carattere grafico contiguo corrispondente alla posizione 3a/9 della figura 1. Nei caratteri grafici *separati* le sei celle occupano parzialmente il rettangolo di carattere. Ad esempio nella *figura 17b* viene indicata la generazione del carattere precedente, ma di tipo separato. Nella figura 1 sono stati indicati solo i caratteri grafici contigui.

■

DUE CASSE ACUSTICHE HI-FI AUTOCOSTRUITE DA 120 E 160 W

Hartmut Oberhoff

Esistono sul mercato molti tipi di casse acustiche che differiscono tra loro per struttura e prezzo. Per una buona cassa acustica, la spesa non potrà comunque scendere al di sotto di un minimo che rimarrà però sempre piuttosto elevato. La sola possibilità di risparmio consiste nell'autocostruzione, la quale permette tra l'altro di avere casse rispondenti alle proprie esigenze. In questo articolo presentiamo due proposte.

Fig. 2 - Filtro cross-over HW 3/200 con le variazioni da apportare per il pilotaggio del sistema da 120 W. Occorre eliminare l'induttanza L1.

Le due versioni valgono per potenze d'uscita di 120 W e 160 W per esercizio continuato, secondo le norme DIN 45 573, che prevedono una distribuzione statistica delle potenze dei segnali Hi-Fi.

Il tipo di cassa scelta, per il progetto di minor potenza è il "bass reflex". Rispetto ad un tipo "chiuso", questa esecuzione, come è noto, offre un maggior rendimento ed una migliore riproduzione dei toni bassi.

Cassa acustica da 120 W

Il tweeter per la cassa acustica bass-reflex a tre altoparlanti sarà del tipo a nastro che, grazie all'esiguità della massa mobile, garantisce un suono morbido e netto ai toni alti. La banda dei toni intermedi è riprodotta da un elemento "mid range" da 5 cm munito di "equalizzatore acustico". Il woofer è un altoparlante munito di cono a sospensione rigida dal diametro di 32 cm, progettato appositamente per le casse bass-reflex. Espansioni polari di forma speciale migliorano le carestteristiche

Fig. 3 - Doppio regolatore ad L LC 57 HM che serve ad adattare il livello degli altoparlanti dei toni alti e dei toni medi.

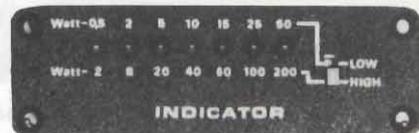



Fig. 4 - La potenza elettrica verrà visualizzata da questo indicatore con scala a LED. L'indicatore è commutabile per le potenze di 50 e 200 W.

Fig. 1 - Curva di risposta della cassa acustica bass-reflex da 120 W continui, secondo DIN 45 573.

Tabella 1: Combinazione di altoparlanti per la cassa da 120 W (carico continuo)

La potenza nominale di 120 W è rilevata secondo le norme DIN 45 573.
Tweeter a nastro: RHT 9.10
Mid range a calotta: DMS 15 AW
Woofer a cono: WS 32 AW
Filtro cross-over: HW 3/200 (12 dB/ottava)
Regolatore di livello: LC 57 HM
Indicatore: IN 33.10
Cassa: Hados L 100
Sistema: bass-reflex

Tabella 2: Combinazione di altoparlanti per la cassa da 160 W (carico continuo)

Tweeter: 2 x DTS 10 AW, 4 Ω
Mid range: DMS 15 AW, 8 Ω
Toni medio-bassi: WS 22 AW, 8 Ω
Woofer: WS 38 AW, 8 Ω
Filtro cross-over: HW 4/150, 8 Ω
Regolatore: LC 57 HM, LC 57 M
Indicatore: IN 33.10
Cassa: Hados L 146
Sistema: a cassa chiusa

Fig. 5 - Il box da 120 W è stato costruito con uno schermo acustico in plexiglas trasparente: si può scorgere all'interno il materiale fonoassorbente.

Fig. 7 - Schema dei collegamenti e gruppo di altoparlanti per la cassa acustica da 160 W. Gli altoparlanti scelti sono adatti per l'inserimento in una cassa di tipo chiuso.

di oscillazione del sistema.

Per l'accoppiamento del woofer alla cassa acustica si monterà un tubo bass-reflex regolabile con un diametro netto di 66 mm, che dovrà essere accorciato ad una lunghezza di circa 3 cm per adattarsi alle dimensioni della cassa.

Per ottenere la curva di frequenza rappresentata in *figura 1*, il filtro cross-over HW 3/200 (versione da 8 Ω) dovrà subire modifiche nei seguenti punti:

1) Il condensatore dei toni alti dovrà avere una capacità di 3,3 μF invece di 2,2 μF
2) La bobina L1, in parallelo al condensatore dei toni alti, dovrà essere eliminata.
3) Il woofer dovrà essere collegato al filtro cross-over con la polarità dei terminali invertita (vedi *figura 2*).
4) L'induttanza della bobina dei toni bassi dovrà essere aumentata ad un valore di 4,7 mH.

Per una precisa messa a punto, dovrà essere montato un circuito a doppia L (*figura 3*). Un indicatore (*figura 4*) permetterà di segnalare l'esistenza di livelli pericolosi di potenza. Una corretta costruzione (*figura 5*) permetterà di ottenere dal box una banda passante da 60 a 25.000 Hz (±3dB) ed una frequenza limite inferiore di circa 27 Hz. I componenti usati ed i relativi accessori sono elencati in tabella 1. Le dimensioni dello schermo acustico (pannello frontale) potranno essere ricavate dalla *figura 6*.

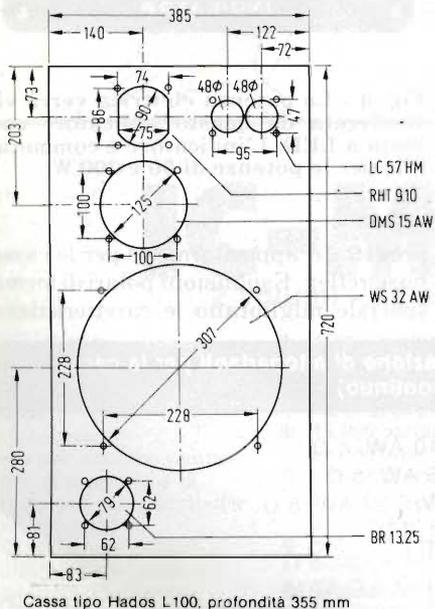



Fig. 6 - Schermo acustico anteriore della versione da 120 W, completo di quote e di foratura. È consigliabile adottare una cassa tipo Hados L 100.

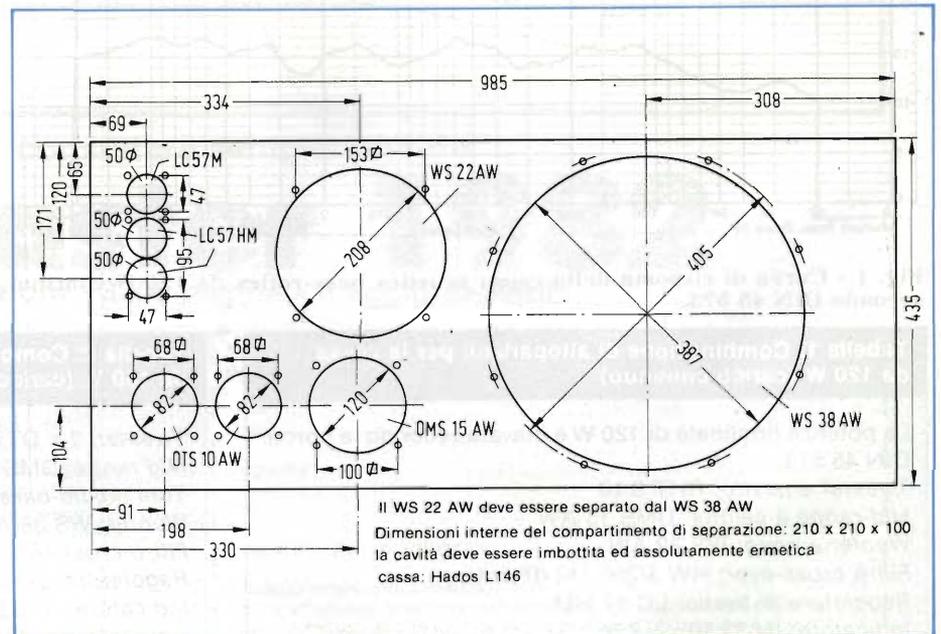



Fig. 8 - Schermo acustico anteriore del box a tre vie da 160 W, con le relative forature.

Cassa acustica da 160 W

Il gruppo di altoparlanti sarà alloggiato in una cassa di tipo chiuso.

La banda dei toni alti del sistema è riprodotta da due "tweeter". Per la banda dei toni medi viene impiegato un "mid range" da 5 cm. La banda dei toni medio-bassi è riprodotta da un altoparlante da 20 cm il cui cestello deve essere inserito in un compartimento chiuso (4.....7 litri). Sarà così possibile evitare che la pressione sonora del woofer possa far vibrare la membrana del midrange. La banda dei toni bassi è riprodotta da un altoparlante di 38 cm con sospensione pneumatica, ossia quanto di meglio esiste per una cassa di tipo chiuso. La regolazione del livello dei singoli sistemi avviene mediante un regolatore ad L rappresentato in *figura 7*. Il filtro cross-over HW 4/150 - 8 Ω potrà essere montato senza alcuna modifica.

Per guadagnare tempo, la cassa potrà essere costruita ricorrendo ad una scatola di montaggio. Volendo autocostruire tutto, si dovrà impiegare un materiale dallo spessore non inferiore a 22 mm. Lo schermo acustico è rappresentato in *figura 8*, completo di tutte le quote costruttive e delle forature per gli altoparlanti elencati in tabella 2. Il taglio dei fori circolari potrà avvenire senza difficoltà ricorrendo ad un seghetto elettrico.

Gli altoparlanti e le casse acustiche consigliati nell'articolo hanno permesso di ottenere dal prototipo la curva di risposta in frequenza rappresentata in *figura 9*. Le curve delle *figure 1 e 9* sono state rilevate in un laboratorio audio ben attrezzato (*figura 10*).

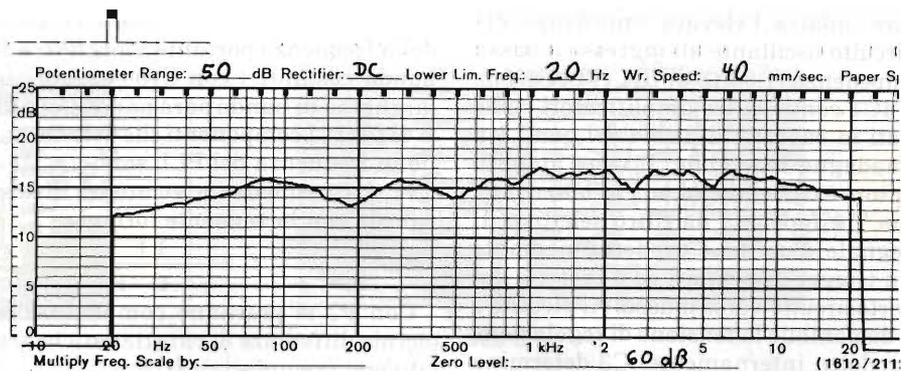



Fig. 9 - Risposta in frequenza del box da 160 W con la combinazione di altoparlanti della tabella 2 e cassa tipo L 146.

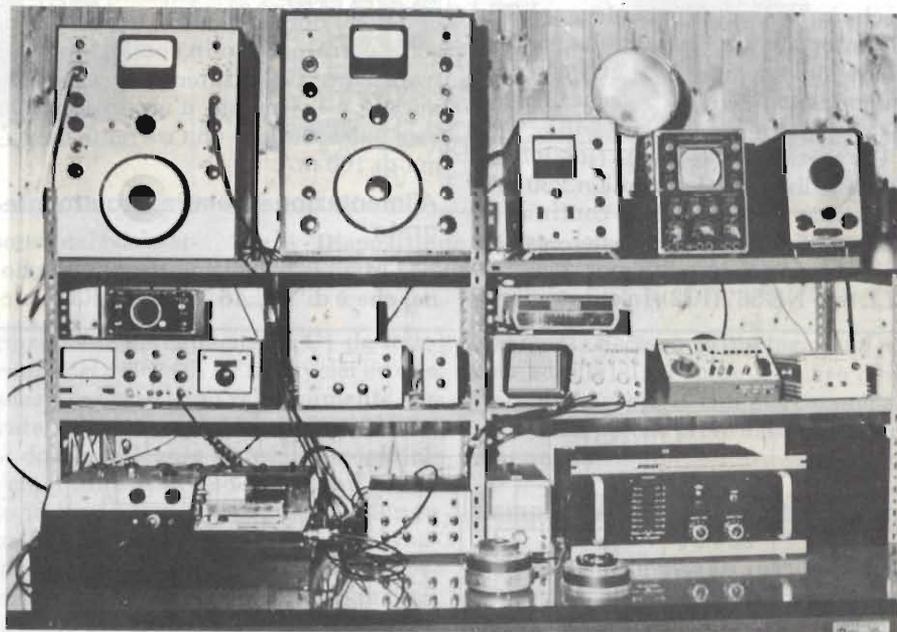



Fig. 10 - Le curve di risposta in frequenza sono state rilevate in un laboratorio ben attrezzato

BARRIERA FOTOELETTRICA ALL'INFRAROSSO A LUNGA PORTATA

Thomas Cantzler

Un trasmettitore a raggi infrarossi stabilizzato a quarzo e modulato ed un ricevitore ad alta selettività, che si può tarare con un solo trimmer, permettono un impiego diversificato di questa barriera. Un sistema ottico di semplice costruzione aumenta molto la portata.

Il ricevitore all'infrarosso capta la radiazione IR, seleziona la giusta frequenza, la amplifica e ne effettua la limitazione d' ampiezza. La presenza del segnale utile è rilevata da un circuito integrato decodificatore di nota.

Un circuito oscillante all'ingresso

La luce infrarossa modulata ad impulsi perviene al fotodiodo PIN BP 104 oppure BPW 34 (*figura 1*). L1 e C1 formano l'impedenza di carico del fotodiodo; il circuito oscillante è smorzato leggermente da R1. La quota non modulata della luce che colpisce D1 viene mandata a massa tramite L1. T1, collegato in uno schema ad inseguitore di emetti-

tore, adatta l'elevata impedenza del circuito oscillante all'ingresso a bassa impedenza (1,8 kΩ) di IC1 (TDA 4050).

IC1 contiene tre amplificatori collegati in cascata, il primo dei quali è a guadagno regolabile. Il terzo amplificatore è collegato ad un circuito a doppia T e funziona da filtro selettivo. Il segnale d'uscita è prodotto mediante un trigger di Schmitt ed è protetto dal cortocircuito verso massa. Al piedino 2 è disponibile la tensione di regolazione prodotta internamente. C3 determina la costante di tempo della regolazione. Resistenze di carica e di scarica di valore diverso permettono che la regolazione avvenga più velocemente in "discesa che in "salita". Il segnale amplificato, sintonizzato e limitato in ampiezza, uscirà dal piedino 3 di IC1 ed avrà un'ampiezza V_{pp} di 11 V (senza carico) (1).

Un partitore di tensione (R6/R7) abbassa il livello del segnale a 250 mV. C9 separa la componente continua ed effettua l'accoppiamento del segnale all'ingresso del decodificatore di nota a PLL tipo NE 567 (IC2). In questo circuito, l'integrato lavora come rivelatore della frequenza portante a larghezza di banda costante (con C10 = 2.2 µF, la larghezza di banda sarà pari a circa l'1 % di f_0) (2). I componenti che determinano la frequenza del PLL sono R8, P1 e C11. La frequenza a vuoto del PLL si calcola con la seguente formula:

$$f_0 \sim \frac{1.1}{C \cdot R}$$

Con P1 si potranno compensare le piccole differenze di caratteristiche tra i diversi esemplari di IC2.

Se all'ingresso di IC1 perviene una frequenza corrispondente a quella del PLL, dopo un certo ritardo (dipendente da C12, che ha una capacità minima uguale al doppio di C10), lo stadio d'uscita verrà portato in conduzione. Un transistore NPN interno, a collettore aperto, è l'elemento d'uscita (piedino 8), e può assorbire una corrente massima di 100 mA.

Alimentazione tramite circuito integrato

C 14 filtra la tensione di alimentazione, che è di 11....16 V. C4 ed R3 disaccoppiano la tensione di alimentazione destinata al fotodiodo ed all'inseguitore di emettitore (T1).

La ditta produttrice del circuito integrato IC2 afferma che la variazione massima della frequenza sarà pari al 2 %/V di variazione della tensione di alimentazione: quest'ultima verrà perciò stabilizzata ad un valore di 8 V mediante IC3. Tutti gli stadi critici di IC1 sono muniti di stabilizzatori interni.

Frequenza stabilizzata a quarzo

Nel trasmettitore viene impiegato un quarzo per la stabilizzazione della frequenza (*figura 2*). G1 di IC1 lavora in un normale circuito oscillatore. G2 è un amplificatore buffer del segnale dell'oscillatore. Ic2 contiene due contatori decimali ed abbassa la frequenza di clock a 41,94 kHz (3). All'uscita Q_{1B} (piedino 14) si troverà un segnale ad impulsi positivi della durata di 4,6 µs. Questi impulsi, troppo lunghi, sono accoppiati, tramite G3, all'uscita Q_{1B} (piedino 11) e di conseguenza la loro durata è abbreviata a 2,4 µs. G4 inverte gli

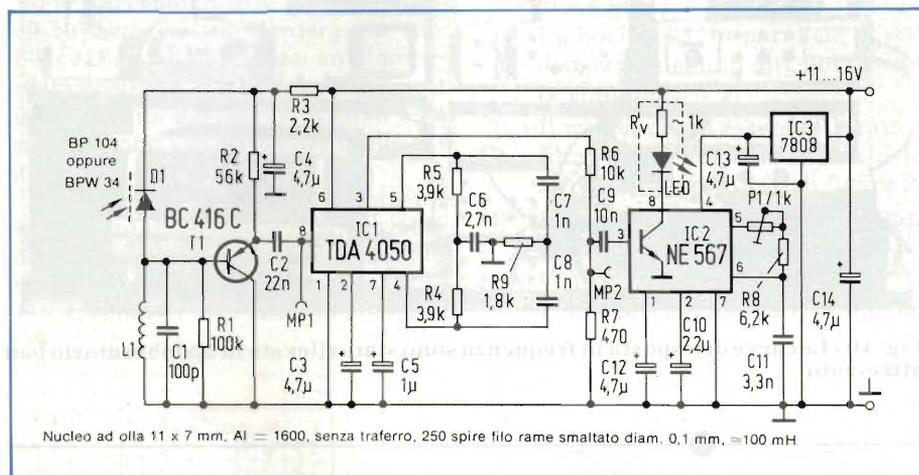



Fig. 1 - Ricevitore selettivo per raggi infrarossi. Per la messa a punto della frequenza PLL basterà regolare P1.

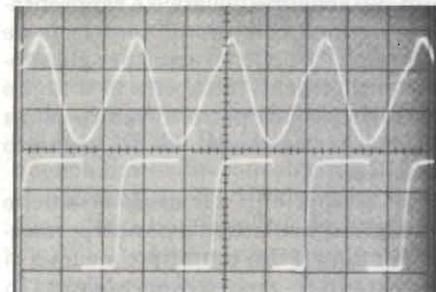



Fig. 3 - Oscillogrammi del ricevitore. Il canale 1 (sopra) mostra l'andamento della tensione al punto di misura MP1, appena prima che avvenga la limitazione (Y = 0,2 V/div., X = 10 µs/div.). Il canale 2 (sotto) mostra gli impulsi all'ingresso MP2 del decodificatore (Y = 0,1 V/div., X = 10 µs/div.).

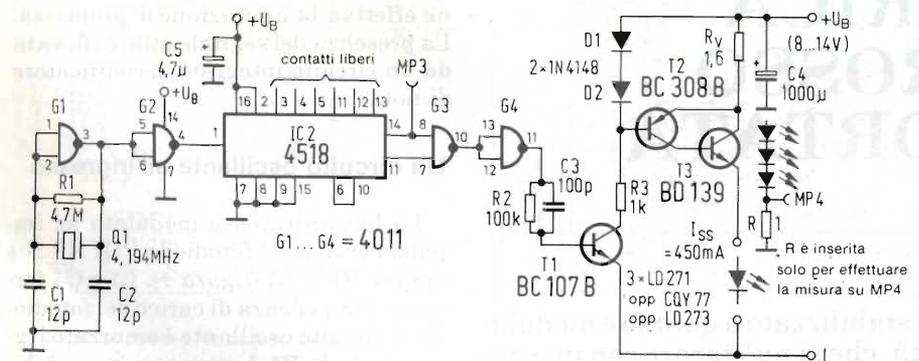



Fig. 2 - Trasmettitore a raggi infrarossi stabilizzato a quarzo, che non necessita di messa a punto

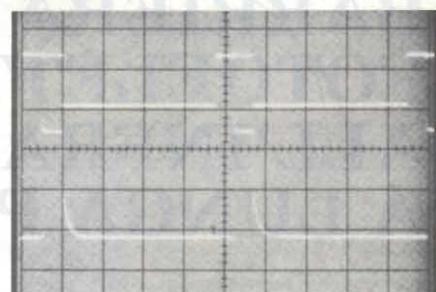



Fig. 4 - Oscillogrammi del trasmettitore a raggi infrarossi. Il canale 1 (sopra) mostra il segnale su MP 3 (Y = 10 V/div., X = 5 µs/div.). Il canale 2 (sotto) mostra gli impulsi rilevati ai capi di una resistenza inserita nel circuito di catodo dei diodi all'infrarosso: la curva rappresenta la corrente nei diodi (Y = 0,2 V/div., X = 5 µs/div.)

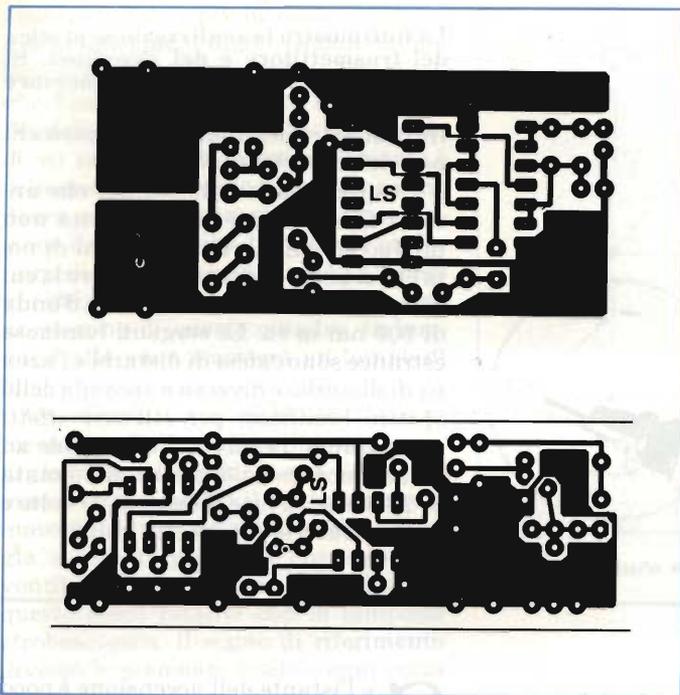



Fig. 5 - Piste di rame dei circuiti stampati: sopra del trasmettitore, e sotto del ricevitore.

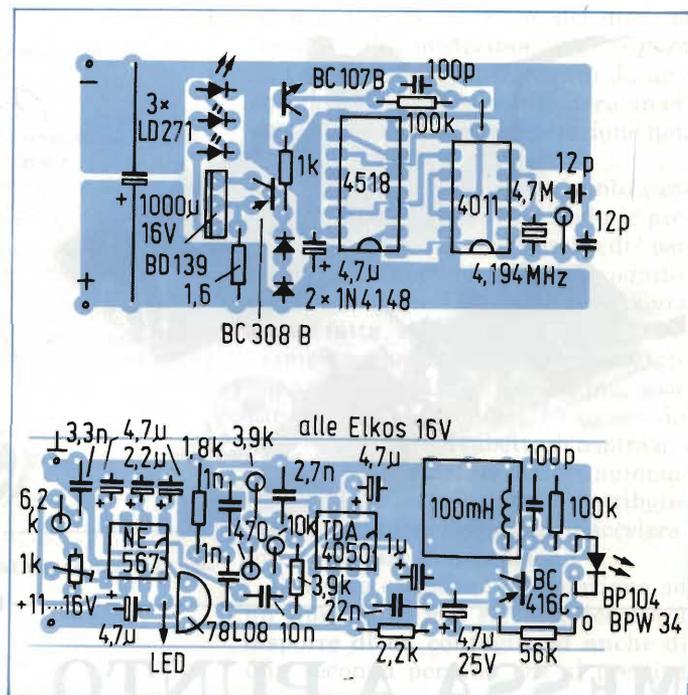



Fig. 6 - Disposizione dei componenti sui circuiti stampati del trasmettitore e del ricevitore.

impulsi e pilota, tramite R2 e C3, il transistore T1.

T2 e T3 formano un generatore di corrente costante per l'alimentazione dei diodi emettitori di luce infrarossa. La corrente di picco che passa attraverso i diodi IR è prestabilita mediante R_v, in modo da corrispondere al valore consigliato, che è di 450 mA. C4 serve a limitare i picchi di corrente.

Come diodi all'infrarosso sono stati provati i tipi Siemens LD 271 H (angolo di irradiazione 25°), LD 273 (doppio diodo, 25°) e CQY 77 (6°).

Per tutti i tipi è ammessa la medesima corrente di 450 mA (5). Impiegando un riflettore in plastica per il tipo LD 271, l'angolo di irradiazione verrà ridotto circa alla metà e la potenza effettivamente irradiata aumenterà di circa 5 volte.

Solo il ricevitore deve essere tarato

L'unica taratura da effettuare riguarda la frequenza del PLL montato nel ricevitore. L'ingresso di IC2 dovrà essere cortocircuitato, mediante un ponticello tra i capi di R7. La frequenza al piedino 5 verrà regolata a 41,94 kHz mediante P1. Non avendo a disposizione un frequenzimetro, si dovrà regolare P1 in modo che il PLL possa sincronizzarsi con sicurezza anche quando il raggio infrarosso viene interrotto (vedi anche le *figure 3 e 4*). Il circuito oscillante all'ingresso potrà essere tarato alla frequenza esatta tramite una variazione della capacità di C1 (le tolleranze del valore di A_L nei nuclei ad olla senza traferro sono relativamente elevate!). Per ottenere il migliore risultato, si dovrà collegare un oscilloscopio all'emettitore di T1 e poi regolare il circuito in modo che la tensione raggiunga un valore massimo; la potenza del raggio infrarosso dovrà essere contemporaneamente ridotta per evitare la limitazione del segnale.

Schermatura del ricevitore

I circuiti stampati di *figura 5* faciliteranno la costruzione.

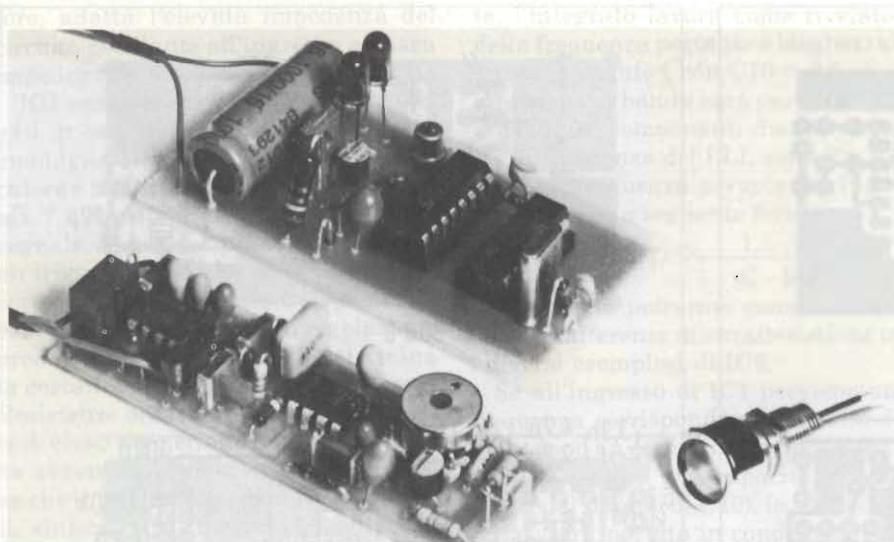
La realizzazione del trasmettitore non presenta assolutamente problemi. Gli integrati CMOS dovrebbero essere montati su zoccoli. Il circuito stampato ha uno spazio per il montaggio di tre diodi all'infrarosso (vedi la disposizione dei componenti in *figura 6*). Se si rendesse necessario un maggior numero di diodi, occorrerebbe effettuare un cablaggio esterno. Il circuito stampato del ricevitore deve essere disposto in una scatola metallica, collegata a massa, che servirà da schermo. Sulla faccia frontale della scatola verrà praticata una finestrella, dalla quale il fotodiodo riceverà la luce.

Volendo impiegare il sistema ottico che sarà descritto in seguito, occorrerà fare attenzione a tenere bassa la lunghezza dei conduttori! L1 verrà avvolta secondo i dati forniti in figura 1 (è assolutamente necessario impiegare un nucleo ad olla). Le bobine a nucleo cilindrico disponibili in commercio non sono adatte, perchè prive di schermatura magnetica!

Semplice sistema ottico di ricezione

I fotodiodi impiegati (BP 104, BPW 34) possiedono un angolo visuale di ricezione eccessivamente ampio per questa applicazione (120° con diminuzione della sensibilità pari al 50 %): l'angolo visuale potrà però essere considerevolmente diminuito grazie ad un semplice sistema di focalizzazione ottica. Contemporaneamente la sensibilità effettiva aumenterà di circa 6 volte.

Il sistema ottico sarà composto da un normale zoccolo per LED, munito di una lente convergente biconvessa (diametro 11 mm e lunghezza focale 12 mm). Il diodo dovrà essere montato in modo da poter variare la sua distanza dalla lente: i fili di collegamento dovranno permettere questo spostamento. La distanza migliore tra la superficie interna della lente e la faccia del diodo sarà di circa 8 mm.

Il funzionamento della barriera fotoelettrica è possibile, in linea di principio, anche se il fotodiodo (BPW 34) è sprovvisto di filtro ottico. Volendo impiegare un filtro infrarosso, si potrà ricorrere ad un pezzetto di pellicola invertibile Agfa CT-18 sviluppato ma non esposto. Altri tipi di filtri (più costosi) sono il Kodak Wratten 88-a ed i

La foto mostra la realizzazione pratica del trasmettitore e del ricevitore. Si noti la lente che permette di aumentare la portata.

filtri di vetro destinati agli apparecchi per visione notturna.

L'esperienza ha dimostrato che anche i filtri ottici a banda stretta non producono miglioramenti degni di nota (4): si potrà impiegare un filtro la cui trasparenza va dalla lunghezza d'onda di 900 nm in su. Le sorgenti luminose estranee sono causa di disturbi e l'azione di disturbo è diversa a seconda dello spettro luminoso: per ottenere effetti comparabili, la luce delle lampade ad incandescenza può essere aumentata di 2,5 volte, la luce diurna di 20 volte e la luce fluorescente di 250 volte!

MESSA A PUNTO LA FASE DEI MOTORI A SCOPPIO

Dr. Ing. Klaus Zeilinger

La scintilla delle candele dei motori a scoppio deve provocare l'accensione della miscela nel momento giusto, riferito alla posizione dell'albero a manovelle rispetto al punto morto superiore (PMS) del pistone: l'anticipo dell'accensione è espresso in gradi d'angolo; un anticipo di 30° rispetto al PMS significa che l'accensione avviene quando l'albero a manovelle deve percorrere ancora un arco di 30° prima che il pistone raggiunga il PMS.

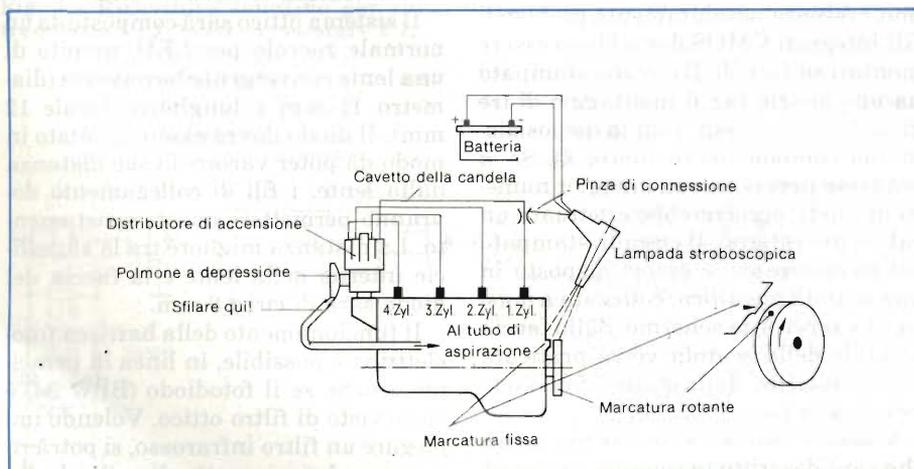



Fig. 1 - Come collegare la lampada stroboscopica all'impianto di accensione dell'auto e come effettuare il controllo dei due contrassegni.

Se l'istante dell'accensione è poco anticipato, aumenterà il consumo di carburante e diminuirà la potenza del motore. Se l'anticipo è eccessivo, il motore potrebbe "battere in testa" (si verificherebbe cioè la detonazione, ossia l' autoaccensione della miscela in punti lontani dalla candela successivamente allo scoccare della scintilla). Il fenomeno potrebbe arrecare seri danni ai pistoni ed alla testata dei cilindri. L'istante esatto in cui deve avvenire l'accensione è determinato sperimentalmente dal fabbricante del motore e dipende dal numero dei giri e dalla posizione del pedale acceleratore, ossia dall'apertura della valvola a farfalla del carburatore.

Nei moderni impianti di accensione l'anticipo è regolato in continuità, a partire da un valore base, mediante masse centrifughe, la cui azione dipende dal numero dei giri, e mediante un polmone a depressione collegato al carburatore. La fase a fermo dipende dalla posizione angolare del distributore d'accensione rispetto al suo supporto solidale con il monoblocco del motore. La regolazione della fase in officina avviene soltanto mediante la rotazione del distributore, nel caso che quest'ultimo non si trovi nella posizione prescritta dal fabbricante della vettura.

Messa in fase dell'accensione mediante stroboscopio

Per chi si diletta di fare piccoli lavori sulla propria automobile, sono disponibili sul mercato parecchi tipi di apparecchi con il cui aiuto ognuno può essere in grado di verificare da sè la regolazione della fase di accensione. Esistono

speciali attrezzi per la messa a punto dell'accensione, detti comunemente lampade oppure "pistole" stroboscopiche. Esse sono alimentate, tramite due fili, dalla batteria dell'auto. Il terzo filo di cui sono muniti questi apparecchi è solitamente provvisto di una pinza che dovrà essere fissata al cavo di accensione del primo cilindro, cioè di quello immediatamente retrostante la puleggia del ventilatore (*figura 1*). Ad ogni accensione di questo cilindro, la lampada allo xeno emetterà un lampo di luce.

Quasi tutti i motori hanno un contrassegno di riferimento disposto su un organo rotante solidale con l'albero a manovelle: di solito il contrassegno è marcato sul volano oppure sulla puleggia a gola trapezoidale che aziona il ventilatore e la dinamo. Illuminando questo disco rotante con la lampada stroboscopica, il segno di riferimento diverrà brevemente visibile ogni volta che si verifica l'accensione al primo cilindro. Si avrà in tal modo l'impressione che il contrassegno resti fermo anche se il motore gira: l'accensione sarà esattamente messa a punto quando il contrassegno solidale all'albero a manovelle risulterà perfettamente allineato con il riferimento fisso praticato sul monoblocco del motore. In caso diverso, il distributore di accensione dovrà essere ruotato fino ad ottenere la perfetta coincidenza dei contrassegni di riferimento rispettivamente mobile e fisso, ed infine dovrà essere bloccato nella posizione definitiva.

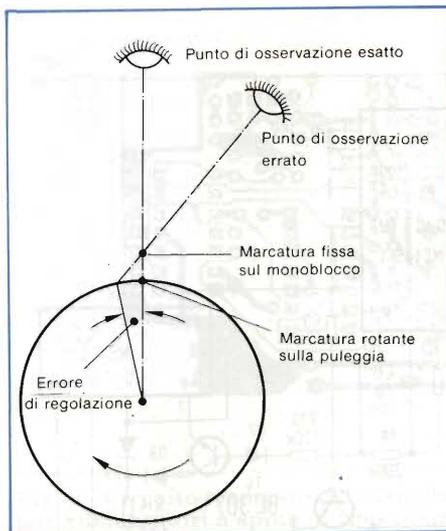



Fig. 2 - Lettura errata a causa del parallasse.

E' importante scegliere bene il punto dal quale osservare le marcature, in modo che l'occhio, la marcatura fissa ed il centro di rotazione del disco si trovino sulla medesima linea (*figura 2*). Osservando i contrassegni da una posizione obliqua, si verificherà un errore di parallasse e la regolazione non sarà più precisa.

Le operazioni di messa a punto vanno comunque eseguite secondo le prescrizioni contenute nel libretto di "uso e manutenzione" fornito dal produttore della vettura. La regolazione dovrà essere fatta, a seconda dei casi, all'avviamento, con il motore al minimo, oppure a 3000 giri al minuto o più, a seconda del tipo di motore. Bisognerà in ogni caso sfilare il tubetto di aspirazione dal polmone del regolatore automatico di anticipo collegato al distributore, per escludere l'effetto dell'acceleratore sulla fase di accensione.

Dovendo eseguire la regolazione ad un numero di giri elevato, occorrerà disporre di un contagiri ed anche di una seconda persona che si presti a dare una mano.

Per finire, bisogna mettere in guardia gli inesperti che vogliano regolare da sè la fase di accensione: le conseguenze di un eventuale errore porterebbero alla lunga a spese maggiori di quelle che si sarebbero sostenute rivolgendosi ad una officina specializzata.

CARICA RAPIDA DEGLI ACCUMULATORI A 9 V

Günter e Reinhard Keil

Gli accumulatori al Ni-Cd vengono di solito caricati con una corrente costante. Secondo le prescrizioni del costruttore, la corrente di carica dell'accumulatore dovrebbe corrispondere a quella erogata in una scarica continua di 10 ore a corrente costante (I_{10}). Le perdite dell'accumulatore impongono però che l'energia introdotta durante la carica sia pari ad 1,4 volte quella di scarica: ecco perchè la carica dura 14 ore

Il tempo di carica di una batteria di accumulatori al Ni-Cd potrà essere ridotto a 6......7 ore mediante l'apparecchio di ricarica rapida presentato in questo articolo. Il motivo è semplice: fino al 60....75% della capacità totale, è ammessa, senza pregiudizio per la durata dell'accumulatore, una corrente di carica tripla rispetto al valore normale (3 x I_{10} - prima fase di carica).

Una volta raggiunta la tensione corrispondente al 60...75% della capacità totale, la corrente di carica viene riportata al valore I_{10} (seconda fase di carica). Nella maggioranza dei casi, si ottengono tempi di carica di 2,5...3 ore a corrente tripla, più 3....4 ore a corrente normale I_{10}. L'apparecchio di carica rapida a tre fasi è inoltre dotato di un temporizzatore, che interrompe comunque le due prime fasi dopo un periodo massimo di 4 ore, perchè, trascorso questo tempo, una batteria in buone condizioni dovrebbe in ogni caso possedere una carica pari alla sua capacità totale.

Raggiunta la tensione corrispondente alla piena carica, si passerà alla terza fase, che sarà esclusivamente destinata al mantenimento della massima capacità, se l'accumulatore non venisse immediatamente impiegato per l'alimentazione di un apparecchio.

Osservazioni sul circuito

Nel progetto del circuito si è tenuto conto dei seguenti punti programmatici:

* non deve essere possibile una carica eccessiva dell'accumulatore
* dopo tre ore, l'accumulatore ha già raggiunto il 60....75% della sua capacità di carica
* necessità di una segnalazione mediante LED di ciascuna fase della carica
* quando il carica - batterie eroga ancora tensione e la batteria è staccata, il LED della fase 3 lampeggia per evitare che l'apparecchio rimanga

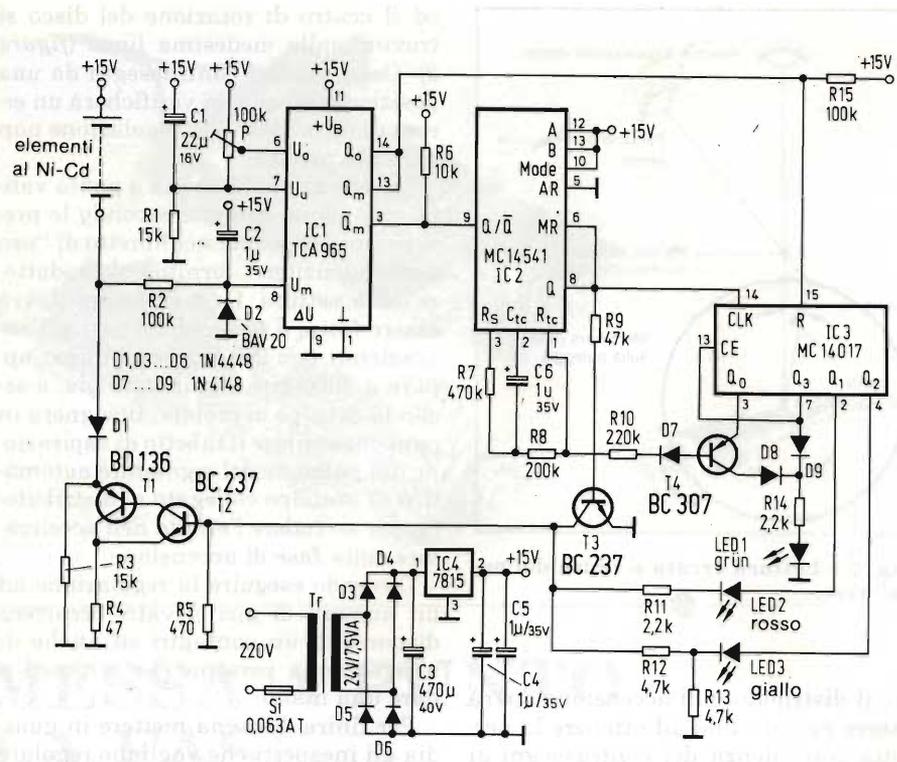



Fig. 1 - Apparecchio per la carica rapida di accumulatori al Ni-Cd da 110 mAh. La corrente massima erogabile è di 100 mA, per cui, variando il valore di R4, si potranno caricare accumulatori fino a 330 mAh.

inutilmente acceso

* indipendentemente dal fatto che l'accumulatore venga collegato prima o dopo l'accensione del carica-batteria, quest'ultimo si disporrà sempre sulla giusta fase di carica.

Il carica - batterie distingue cinque condizioni di esercizio

Il circuito di *figura 1* è composto principalmente dai tre circuiti integrati IC1, IC2 ed IC3. La tensione di carica viene tenuta sotto controllo dal discriminatore di tensione a finestra IC1. Il temporizzatore IC2 garantisce l'intervallo massimo di 4 ore per la commutazione delle fasi di carica. Il contatore decimale IC3 provvede alla commutazione di portata del generatore di corrente costante ed al pilotaggio dei display a LED.

Condizione di reset (la batteria non è collegata ai morsetti)

La tensione d'ingresso V_m del discriminatore a finestra IC1 è prestabilita a circa 0 V mediante R2, D1 ed R3, cosicchè le uscite Q_0 e Q_m vengono ad avere un'elevata resistenza: in queste condizioni, il contatore decimale IC3 riceve, tramite R15, un livello logico "alto" all'ingresso di reset e viene così azzerato.

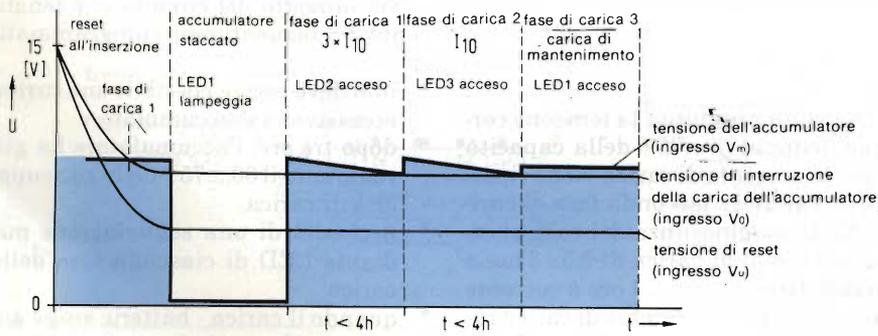



Fig. 2 - Diagramma delle fasi di carica possibili con questo circuito.

L'uscita Q_0 del contatore decimale dispone l'emettitore di T4 al livello "alto". Il segnale di sincronismo interno del temporizzatore IC2 fa commutare lo stato di T4, tramite D7 ed R10 ad una frequenza di 2,3 Hz, ed aziona il LED1: quest'ultimo segnalerà, lampeggiando, che l'apparecchio è nella condizione di "reset".

Prima fase di carica (corrente tripla rispetto alla nominale)

Collegando ai morsetti una batteria scarica, il condensatore C2, che risulta completamente carico alla tensione di esercizio, si scarica tramite R2 fino a raggiungere il livello di tensione $V_B - V_A$ (V_B = tensione di esercizio, V_A = tensione ai morsetti dell'accumulatore). Ciò significa che la tensione d'ingresso V_m varierà da 0 V al livello V_B V_A. Il discriminatore utilizzerà la finestra superiore (Q_0 in conduzione).

La tensione assumerà, nella sua variazione, anche il valore medio della finestra di IC1, per cui Q_m passerà in conduzione un breve istante prima di Q_0 (Q_m negato presenterà una resistenza elevata). Durante questo intervallo di tempo, un livello logico alto perverrà, tramite R6, all'ingresso Q/Q (negato) di IC2. Per questo motivo, anche l'uscita Q di IC2 assumerà il livello alto azzerando il divisore interno tramite l'ingresso MR. Il fronte positivo del segnale di reset predispone pure il contatore IC3 alla cifra "1" (Q_1 a livello alto). Lo stato di reset del contatore IC3 era già stato raggiunto in precedenza, tramite l'uscita Q_m di IC1.

Il generatore di corrente costante (T1, T2) sarà ora predisposto, tramite l'uscita Q1 di IC3, per la corrente di carica di valore triplo ed il LED2 si accenderà. Fintanto che la tensione su V_m non si trova ancora in corrispondenza della finestra superiore, il generatore di corrente costante T3 non sarà in funzione.

La prima fase di carica ($3 \times I_{10}$) terminerà quando verrà raggiunta la tensione di distacco dell'accumulatore, oppure quando sarà trascorso il tempo prefissato di 4 ore. IC2 verrà azzerato in entrambi i casi, avrà inizio un altro intervallo di 4 ore ed il contatore IC3 predisporrà il circuito per la successiva fase di carica.

Seconda fase di carica (alla corrente nominale)

Quando la tensione avrà raggiunto un valore inferiore al livello della tensione di distacco dell'accumulatore, il processo di azzeramento di IC2 si ripe-

terà, come era già avvenuto nella prima fase. Lo stato del contatore IC3 aumenterà egualmente di un'unità, per cui Q_2 assumerà il livello alto, il secondo generatore di corrente costante commuterà al livello inferiore ed il LED3 si accenderà. La diminuzione della corrente di carica causerà una diminuzione della tensione ai morsetti dell'accumulatore che assumerà nuovamente un livello inferiore a quello della tensione di interruzione della carica. La carica alla corrente I_{10} durerà fino a quando verrà nuovamente raggiunta la tensione di interruzione della carica oppure fino al termine del nuovo intervallo di 4 ore.

Terza fase di carica (carica di mantenimento)

Una volta terminata la carica alla corrente nominale I_{10}, viene nuovamente azzerato IC2 ed IC3 fa un nuovo passo in avanti: sarà ora la sua uscita Q_3 ad assumere il livello alto ed il LED1 resterà costantemente acceso. Contemporaneamente il contatore si dispone in modo da non poter avanzare ulteriormente. In questa condizione, il generatore di corrente costante è inattivo e la corrente della carica di mantenimento verrà stabilita dal valore di R3.

Reset all'accensione

Questo apparecchio di ricarica rapida a tre fasi si predispone nella giusta fase di carica anche se al momento della connessione della tensione di rete l'accumulatore è gia collegato ai morsetti. Questa funzione è svolta da C1 ca agli ingressi di riferimento V_u e V_0 la ca agli ingressi di riferimento V_u e V_0 la tensione di +15 V, per cui la tensione di interruzione della carica e la tensione di reset si troveranno per un breve periodo al di sotto della tensione effettiva dell'accumulatore (potenziale di riferimento = +15 V).

Il ciclo di ricarica completo è rappresentato graficamente in *figura 2*. I dati tecnici potranno essere ricavati dalla *tabella*.

Consigli per il montaggio

Il condensatore elettrolitico C3 dovrà essere montato in modo da trovarsi sopra il potenziometro P ed IC2; il potenziometro P dovrà essere del tipo di precisione, a giri multipli.

Il condensatore di disaccoppiamento C5 deve essere montato sul lato delle piste di rame, tra il terminale negativo di C3 ed il piedino 13 di IC2. Tutti i condensatori elettrolitici, tranne C3, devono essere al tantalio.

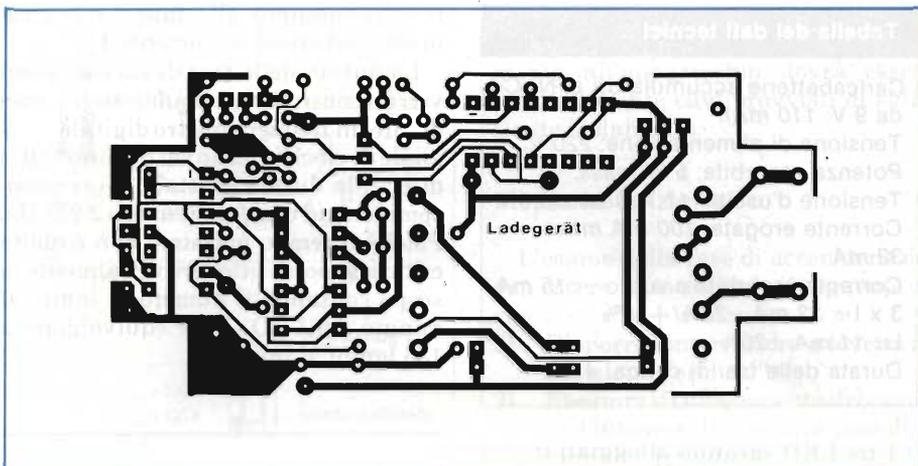



Fig. 3 - Circuito stampato del caricabatterie; può essere contenuto in un astuccio per alimentatori a spina di tipo commerciale (per esempio il tipo SG420).

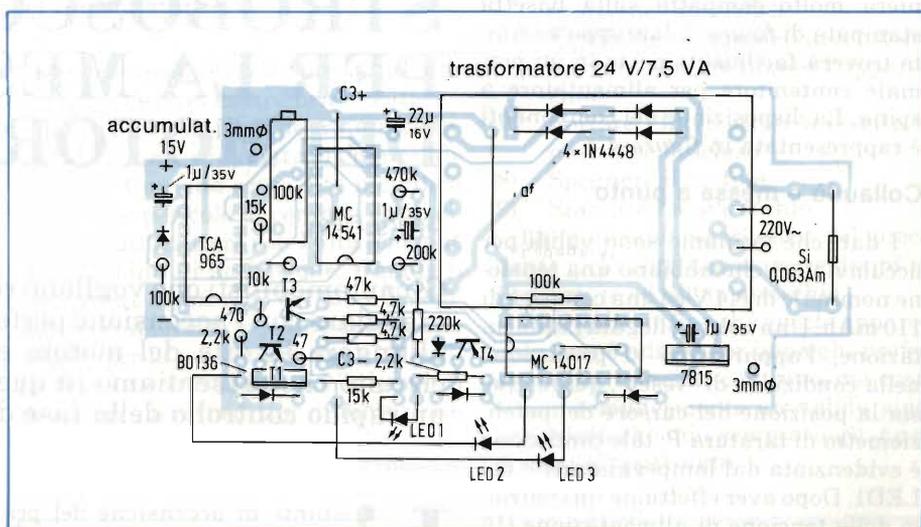



Fig. 4 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

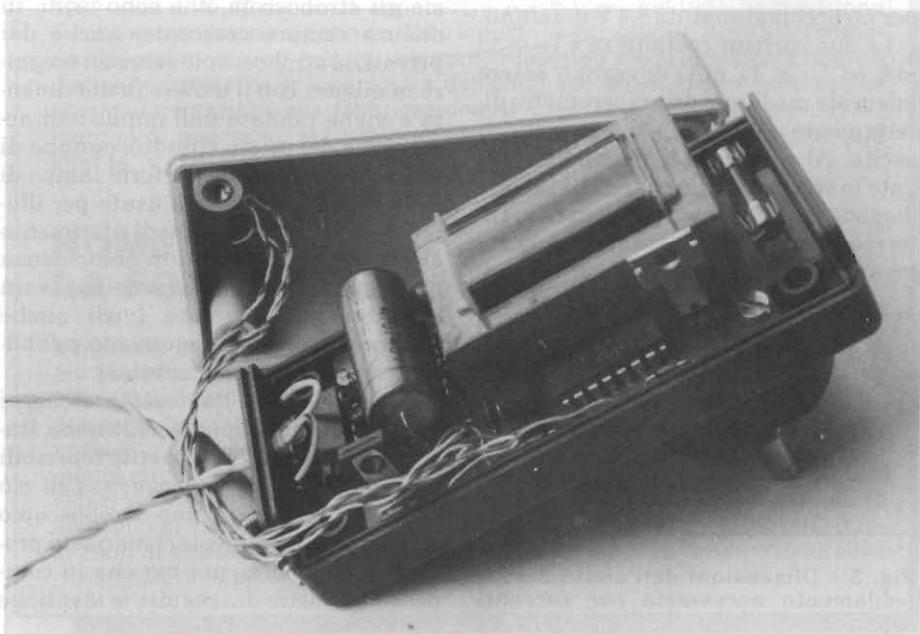



Tabella dei dati tecnici

Caricabatterie accumulatori al Ni-Cd da 9 V: *110 mAh*
Tensione di alimentazione: *220 V*
Potenza assorbita: *5 W mass.*
Tensione d'uscita: *11 V mass. 10,5 V*
Corrente erogata: *100 mA mass. 33 mA*
Corrente assorbita a vuoto ~: *15 mA*
3 x I_{10}: *33 mA −20%/+10%*
I_{10}: *11 mA ±20%*
Durata delle fasi di carica: *4 h*

I tre LED saranno alloggiati in fori praticati sul coperchio dell'astuccio, preferibilmente vicino al portafusibile, e fissati con una goccia di collante.

Il circuito deve essere montato in maniera molto compatta sulla basetta stampata di *figura 3*. Il gruppo montato troverà facilmente posto in un normale contenitore per alimentatore a spina. La disposizione dei componenti è rappresentata in *figura 4*.

Collaudo e messa a punto

I dati che forniamo sono validi per accumulatori che abbiano una tensione nominale di 8,4 V ed una capacità di 110 mAh. Una volta collegata l'alimentazione, l'apparecchio si predispone nella condizione di "reset", qualunque sia la posizione del cursore del potenziometro di taratura P: tale condizione è evidenziata dal lampeggiamento del LED1. Dopo aver effettuato un controllo della tensione di alimentazione (15 V) dovrà essere predisposto, all'ingresso V_0 (terminale a saldare corrispondente al piedino 6 di IC1), il valore della tensione di fine carica, pari a 10,43 V per un accumulatore da 8,4 V nominali.

Le due correnti costanti (3 x I_{10} = 33 mA ed I_{10} = 11 mA) dovranno essere misurate mediante un amperometro direttamente collegato ai morsetti di uscita. Al momento in cui viene collegato lo strumento, l'apparecchio si predispone per la prima fase di carica. Interrompendo per un istante il collegamento dell'amperometro, il carica - batterie commuterà alla fase 2 e lo strumento indicherà la corrente I_{10}.

La durata delle fasi di carica (4 ore) verrà controllata esaminando, mediante un frequenzimetro digitale, il segnale di clock interno sul piedino 1 (R_{tc}) di IC2: la durata esatta di 4 ore corrisponderà ad una frequenza di 2,275 Hz. Poichè il tempo massimo non è molto critico, si potrà ottenere ugualmente lo scopo contando il numero di lampi al minuto del LED (4 ore equivalgono a 136 lampi al minuto).

Il generatore di corrente costante del caricabatterie dà un'erogazione massima di 100 mA, per cui si potrà effettuare la carica rapida di accumulatori con capacità fino a 330 mAh. Per variare il valore della corrente costante di carica, si dovrà opportunamente dimensionare R4. A partire dalla corrente di carica di 50 mA, IC4 e T1 dovranno essere muniti di alette di raffreddamento (vedi lo schizzo in figura 5), e l'astuccio dovrà essere munito di fori per la circolazione dell'aria.

Fig. 5 - Dimensioni dell'aletta di raffeddamento necessaria per correnti superiori a 50 mA.

LAMPADA STROBOSCOPICA PER LA MESSA IN FASE DEI MOTORI A SCOPPIO

Georg Fiege

Gli automobilisti che vogliono risparmiare energia devono sempre viaggiare con l'accensione perfettamente regolata; ciò permette di allungare la vita del motore e consumare meno carburante. Il circuito che presentiamo in questo articolo consente di effettuare un rapido controllo della fase di accensione.

L'istante di accensione del primo cilindro può essere controllato anche a motore fermo, ma il sistema è complicato e richiede molto tempo. Nelle officine si impiegano perciò gli stroboscopi, che sono usati, in misura sempre crescente, anche dai privati: lo stroboscopio serve ad eseguire la misura con il motore in movimento e viene pilotato dall'impulso di accensione del primo cilindro; ognuno di tali impulsi produce un forte lampo di luce. Quest'ultimo sarà usato per illuminare due contrassegni di riferimento che dovranno trovarsi in coincidenza quando la fase dell'accensione sarà correttamente regolata (vedi anche l'altro articolo sull'argomento pubblicato in questa stessa rubrica).

Per facilitare l'autocostruzione, i componenti dell'apparecchio sono stati scelti tra quelli facilmente reperibili in commercio. In conseguenza di ciò abbiamo realizzato uno stroboscopio che non è maneggevole come quelli prodotti industrialmente ma che in compenso permette di eseguire le identiche regolazioni.

Generatore di alta tensione e tubo lampeggiatore

Le parti più importanti dell'apparecchio sono: un generatore di alta tensione ed un tubo "flash" allo xeno; quest'ultimo richiede una tensione di alimentazione di almeno 200 V. Poichè, a questa tensione minima, la luminosità lascia spesso a desiderare, il generatore è stato predisposto per una tensione a vuoto di 400 V, che è la tensione massima nominale del tubo impiegato. La tensione del generatore subisce però una notevole caduta sotto carico e quindi, se l'utilizzo è appropriato, non ci saranno pericoli per l'incolumità del tubo.

Il generatore ad onda quadra è alimentato dalla tensione della batteria (figura 1) e consiste in un timer 555 che pilota uno stadio darlington con una frequenza di commutazione di 50 Hz. Nel circuito di collettore è inserito l'avvolgimento secondario a bassa tensione di un normale trasformatore a frequenza di rete. La tensione che appare ai capi dell'avvolgimento, che in origi-

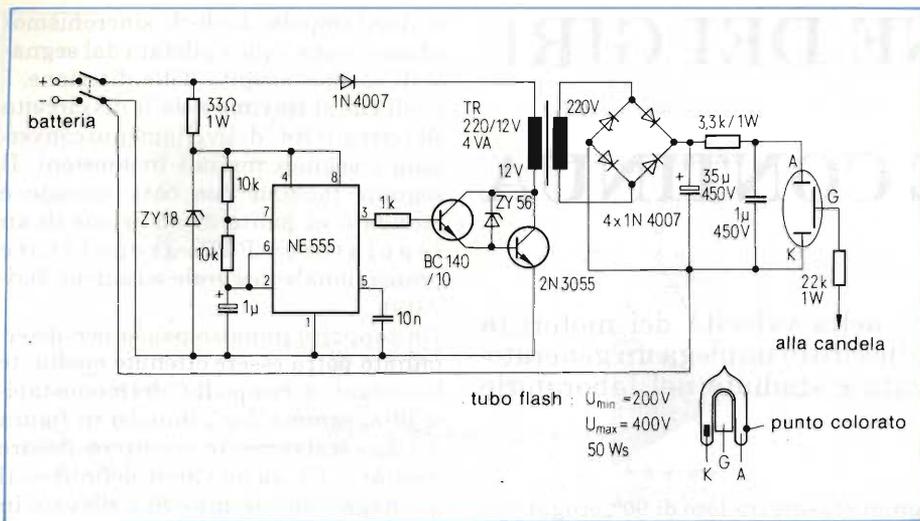



Fig. 1 - Schema di un lampeggiatore per la messa in fase dell'accensione dei motori a scoppio. Le parti ad alta ed a bassa tensione possono essere collegate tra loro solo in corrispondenza dei contatti del commutatore.

ne era il primario, viene in seguito raddrizzata e livellata.

Ai terminali del circuito appare una tensione continua di circa 400 V. Il valore che ci si potrebbe attendere, cioè 220 V, viene pertanto largamente superato perchè l'alimentazione del trasformatore avviene con una tensione ad onda quadra. Il condensatore di innesco, disposto in parallelo al tubo, è caricato da un resistore; ciò per evitare che l'energia immagazzinata dal condensatore di livellamento danneggi il tubo al momento dell'accensione. Il condensatore di innesco, al pari di quello di livellamento, deve avere una tensione di lavoro di almeno 450 V c.c.

Accensione del tubo flash

Gli apparecchi di tipo professionale sono pilotati da impulsi prelevati per via capacitiva dal cavo di alimentazione della candela, che non viene distaccato dalla medesima. Nel nostro caso, per non rendere inutilmente difficoltosa la costruzione dell'apparecchio, il cavo di innesco del lampo viene collegato elettricamente al cappellotto della candela.

Il resistore in serie serve a limitare la corrente nell'elettrodo di innesco del tubo. L'uso di questo sistema richiede tuttavia molta precauzione (vedi anche il paragrafo "Messa in funzione").

Costruzione del circuito su una piastrina preforata

Il modo più facile per costruire l'apparecchio è di montarlo su un circuito stampato modulare preforato. Bisogna fare molta attenzione nel montaggio e tenere ben separata la parte ad alta tensione da quella a bassa tensione. Tutti i componenti dov'è presente l'alta tensione devono essere ben isolati.

Il circuito completo dovrà essere inserito in una scatoletta di materiale plastico. Con una scatoletta metallica ci sarebbe pericolo di contatti accidentali dell'utilizzatore con l'alta tensione della bobina di accensione, tramite il conduttore di innesco del tubo. Il commutatore a levetta bipolare deve essere isolato per la tensione di rete e la levetta deve essere di plastica. L'impiego di deviatori a levetta di tipo miniaturizzato è sconsigliato.

Con un pò di abilità si potrà inserire il tubo flash in un astuccio di plastica per lampadina tascabile. Il collegamento all'apparecchio dovrà essere fatto mediante cavi provvisti di sufficiente isolamento.

Messa in funzione

L'esame della fase di accensione dovrà essere fatto secondo il seguente ciclo:

1) Disporre l'interruttore a levetta in posizione "escluso".
2) Eseguire il collegamento del cavetto d'innesco alla candela quando il motore è fermo.
3) Collegare i conduttori di alimentazione ai morsetti della batteria.
4) Avviare il motore.
5) Disporre l'interruttore a levetta in posizione "inserito".
6) Verificare la fase dell'accensione: lasciare sempre acceso l'apparecchio!
7) Portare l'interruttore a levetta in posizione "escluso".
8) Spegnere il motore.
9) Staccare l'apparecchio.

La mancata osservanza del precedente ciclo potrebbe causare danni all'operatore ed all'apparecchio.

Ripetiamo infine che questo apparecchio non è adatto per impieghi professionali in esercizio continuo, ma costituisce semplicemente un valido aiuto per coloro che non sempre vogliono ricorrere all'elettrauto.

12,4 milioni di VTR "made in Japan"

Secondo le più recenti previsioni, la produzione giapponese di VTR nel 1982, sarà di 12,40 milioni di apparecchi, il 31% in più del 1981. La previsione è della Associazione nipponica delle industrie elettroniche. Altre fonti stimano l'aumento in una misura inferiore, ritenendo che l'industria preferirà dedicare questa parte conclusiva dell'anno allo smaltimento delle scorte accumulate anzichè alla fabbricazione di nuovi apparecchi tanto più che i margini di guadagno sui videoregistratori non sono più quelli di uno-due anni fa.

HOME COMPUTERS: LA FORZA DELLE PUBBLICITA'

Il mercato mondiale degli home computers è in ebollizione. Quest'anno le più accreditate previsioni indicano vendite pari a 1,5 milioni di pezzi contro i 300.000 del 1981. In futuro l'esplosione dovrebbe continuare, alimentata da due principali fattori: la ulteriore discesa nei prezzi al dettaglio e la migliorata facilità nell'uso. Quest'anno e il prossimo saranno momenti particolarmente critici per quanto riguarda la ripartizione della grossa posta in gioco. Ciò trova riscontro nelle spese pubblicitarie: rispetto ai 13 miliardi di lire investiti nel 1981, per far conoscere i calcolatori casalinghi si prevede quest'anno di destinare non meno di 120 miliardi di lire, con la non trascurabile possibilità di superare i 160 miliardi di lire.

REGOLAZIONE DEI GIRI NEI MOTORI A CORRENTE CONTINUA

Peter Scharnweber

Vari sono i sistemi di regolazione della velocità dei motori in continua di piccola potenza. Quello descritto impiega un generatore tachimetrico ed è stato realizzato e studiato nel laboratorio CERN di Ginevra.

La *figura 1* mostra lo schema di principio del sistema di regolazione del numero dei giri dei motori in corrente continua. Sono necessari un discriminatore di fase per il riconoscimento del verso di rotazione ed un convertitore frequenza/tensione (1) per i due versi di rotazione, in grado di generare una tensione proporzionale al numero dei giri.

Discriminatore di fase

In *figura 2* è riportato un normale circuito che serve a riconoscere il verso di rotazione del motore. Partendo dai segnali sfasati tra loro di 90°, erogati dal formatore di impulsi (*figura 3*), esso genera il segnale di riconoscimento della direzione di marcia "avanti/indietro", nonchè un segnale di sincronismo indipendente dal senso in cui gira il motore. La frequenza di sincronismo potrà essere aumentata moltiplicandola per 2 o per 4, a scelta, mediante un commutatore: si potrà così aumentare la risoluzione del sistema.

Convertitore frequenza/tensione

Il convertitore f/V (*figura 4*) contiene un multivibratore monostabile pilotato dagli impulsi di clock (sincronismo) ed una porta logica pilotata dal segnale di riconoscimento della direzione. I diodi che si trovano a valle del circuito ed i circuiti R-C di livellamento convertono i segnali digitali in tensioni. Il segnale tachimetrico così ottenuto è mandato al punto di addizione di un regolatore PID (regolatore proporzionale-integrale ad azione derivata).

Un rapporto impulso-pausa ben determinato potrà essere ottenuto mediante le costanti di tempo R-C del monostabile (diagramma degli impulsi in figura 4). Successivamente occorrerà fissare mediante P1, su un valore definitivo, il guadagno del circuito. Si è rilevato in pratica che la migliore posizione del regolatore sarà frutto di un compromesso, che dovrà tener conto della massima amplificazione proporzionale che è possibile ottenere dall'anello di regolazione, delle costanti tachimetriche R-C e del minimo numero di giri al quale si vuole arrivare.

Regolatore PID

Il regolatore PID è riportato in *figura 5* (2). La quota proporzionale si regola mediante il potenziometro P2, mentre la quota integrale potrà essere variata mediante C2 ed R1. Un circuito diffe-

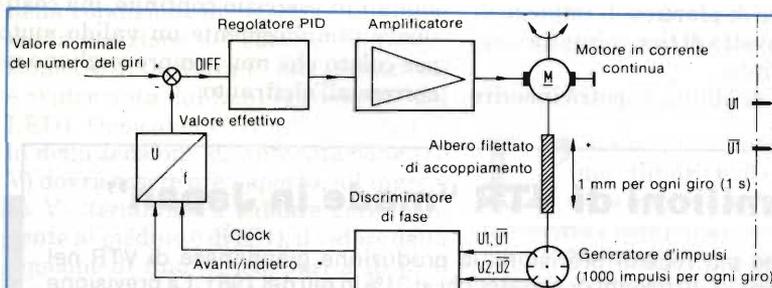



Fig. 1. Principio di funzionamento del sistema di regolazione del numero di giri

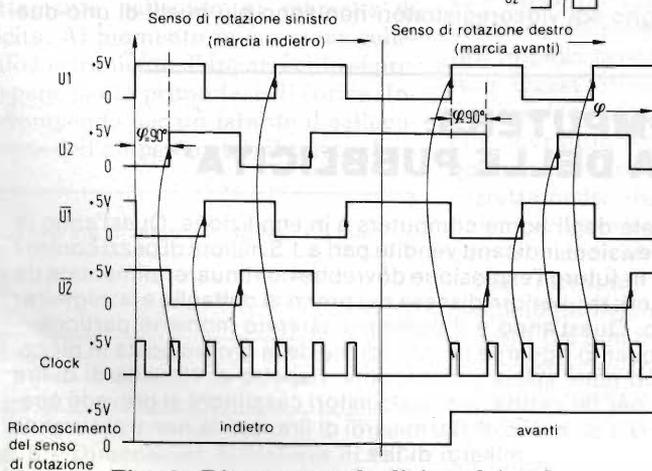



Fig. 3. Diagramma degli impulsi nel discriminatore di fase

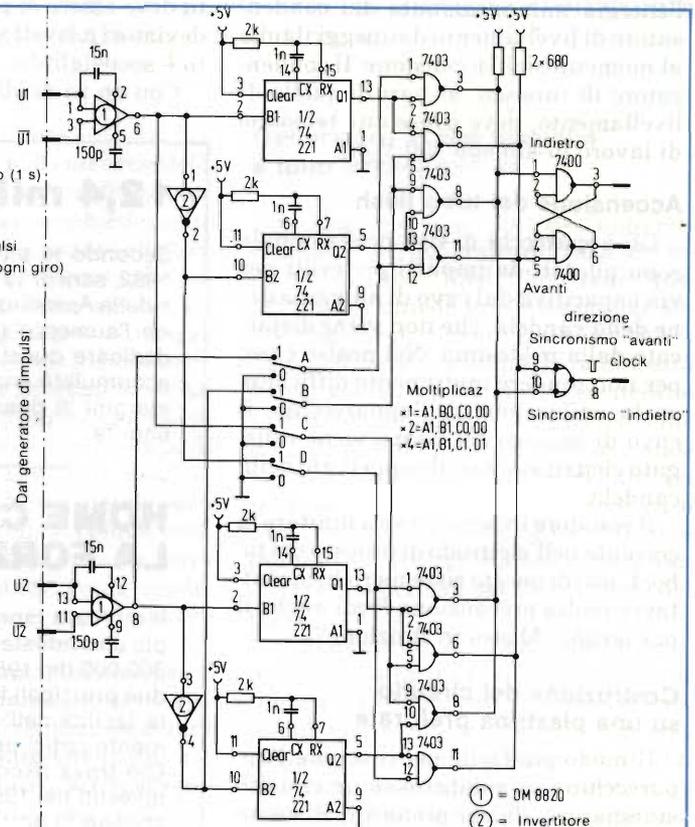



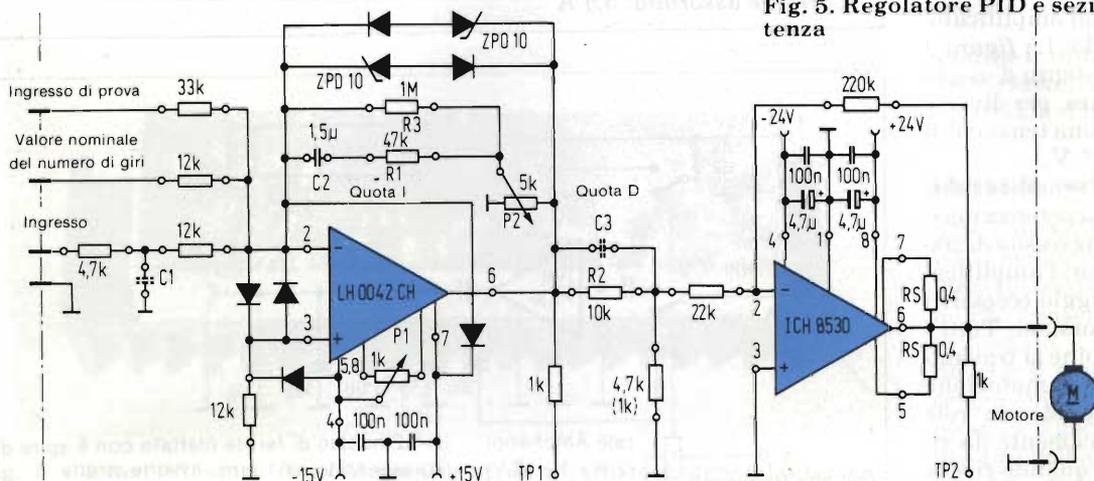
Fig. 2. Discriminatore di fase

Fig. 4. Convertitore frequenza/tensione

Fig. 5. Regolatore PID e sezione di potenza

Bibliografia

(1) R. Best: *Phase locked loops (Anelli ad aggancio di fase)*. Elektroniker, fasc. 10, 1976 e fasc. 3, 1978

(2) *Einführung in die elektronische Regelungstechnik (Introduzione alla tecnica di regolazione elettronica)*. Siemens, A.G., pagine 96 ..... 236.

renziatore (C3, R2) potrà essere collegato all'uscita del regolatore, qualora se ne ravvisi la necessità. L'attenuazione prodotta dal partitore di tensione sarà compensata dal guadagno del successivo stadio di potenza. Il guadagno complessivo del regolatore ha un valore massimo limitato dalla resistenza R3. I diodi zener delimitano inoltre il campo operativo a ±10 V. Tutti gli altri diodi servono alla protezione del preamplificatore contro le sovratensioni. L'amplificatore finale (figura 5) è abbastanza semplice ed opera in un campo massimo di ±30 V. La corrente d'uscita può essere limitata a 2 A mediante apposite resistenze.

I risultati

La stabilità ai bassi regimi di rotazione è oltremodo soddisfacente. Per numeri di giri molto bassi, sorge il problema della scelta delle costanti di tempo per i circuiti tachimetrici. Il circuito descritto avrà una certa difficoltà a garantire una rotazione uniforme e senza scosse per rotazioni molto lente.

Il regolatore di giri descritto fa parte di un sistema di posizionamento ed è stato messo a punto presso il CERN/Ginevra come soluzione normalizzata per l'impiego nella strumentazione di misura dell'osservatorio europeo "Stella del Sud". ■

COME AUMENTARE LA POTENZA DI UN RICETRASMETTITORE PORTATILE

di H. Müller-Schlösser

A molti radioamatori piacerebbe disporre di un amplificatore da "aggiungere" al loro apparecchio portatile funzionante nella banda dei 2 m; ciò consentirebbe loro di poter trasmettere con maggiore potenza, ad esempio da un'automobile. Nelle note che seguono viene descritto un amplificatore abbastanza piccolo e compatto realizzato grazie all'impiego di un circuito integrato di potenza in alta frequenza.

Un collaudato circuito stampato e pochi componenti passivi, oltre al circuito integrato, permetteranno ai dilettanti di costruire con successo l'amplificatore qui descritto, anche se non dispongono di una ricca esperienza nel settore. I dati tecnici più importanti dell'amplificatore appaiono nella tabella. La *figura 1* mostra come varia la potenza d'uscita in rapporto alla frequenza, per diverse potenze d'ingresso e ad una tensione di alimentazione V_B di 13,5 V.

La *figura 2* presenta il semplice schema dell'amplificatore. La potenza massima di pilotaggio dell'ingresso è di 200 mW; con potenze maggiori l'amplificatore subirebbe un pilotaggio eccessivo e potrebbe causare distorsioni. Tutti i dati necessari per le bobine si trovano sullo schema. Per la commutazione trasmissione-ricezione esiste un relè che commuta automaticamente da ricezione in trasmissione quando riceve un segnale: allo scopo è previsto il "Vox" in alta frequenza di *figura 3*, montato sullo stesso circuito stampato dell'amplificatore (1).

La costruzione

Il circuito stampato di *figura 4* facilita la costruzione e garantisce il buon funzionamento dell'amplificatore. Tutti i componenti, con l'eccezione del circuito integrato, trovano posto sulla basetta stampata. Prima di inserire la basetta nello schermo bisogna esaminare, come di consueto, tutti i collegamenti ed eliminare eventuali residui di stagno che potrebbero mettere in cortocircuito le piste adiacenti. Alla fine si collega l'integrato alla basetta mantenendo i fili più corti possibile. La *figura 5* mostra come inserire il circuito completo in una scatoletta dalle dimen-

Dati tecnici

Banda passante: 144....146 MHz
Massima potenza d'ingresso ammessa: 200 mW/50 Ω
Potenza massima d'uscita: 32 W/50 Ω
Tensione di alimentazione: 12....14 V
Corrente assorbita: 5,5 A

Fig. 1 - Il diagramma mostra come varia la potenza d'uscita alle diverse potenze d'ingresso, con una tensione d'alimentazione di 13,5 V.

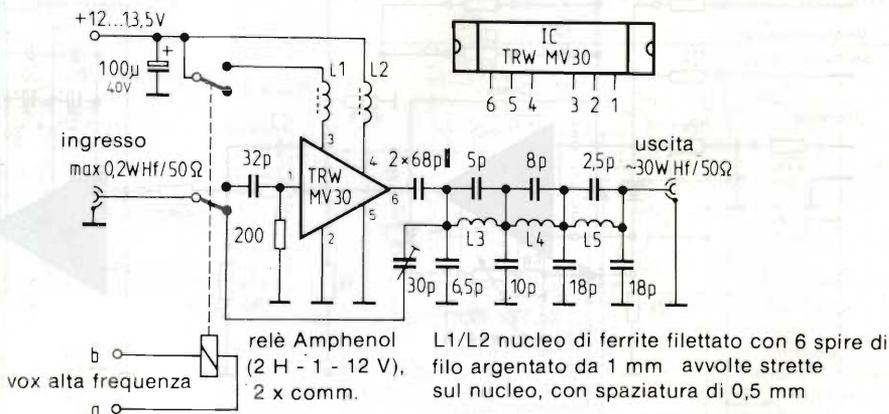



Fig. 2 - Schema completo dell'amplificatore RF a larga banda provvisto di commutazione ricezione-trasmissione a relè.

Fig. 3 - Schema di un "Vox" in alta frequenza che aziona automaticamente il relè di figura 2.

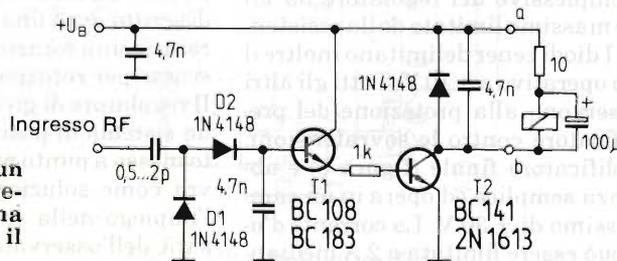
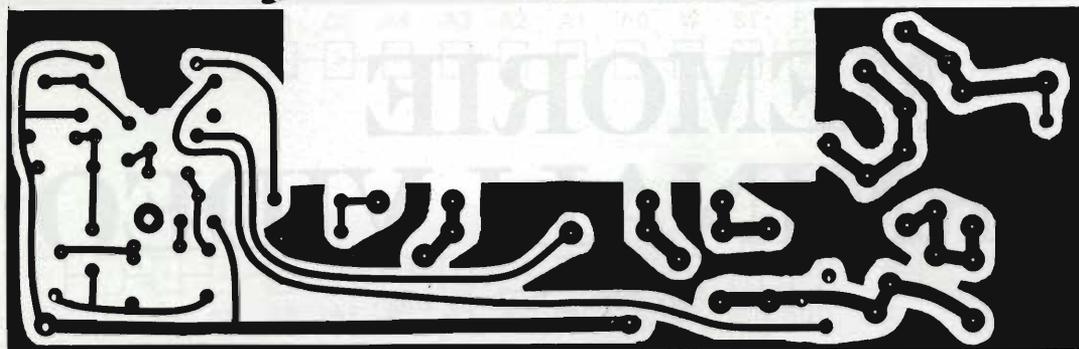



Fig. 4 - Circuito stampato collaudato e disposizione dei componenti: la basetta accoglie tutti gli elementi, compreso il "vox". Solo il circuito integrato MV 30 dovrà essere cablato a parte mediante collegamenti più corti possibile, perchè per motivi di raffreddamento sarà montato sul fondo della scatola. I componenti contrassegnati da un asterisco devono essere saldati dal lato delle piste di rame.

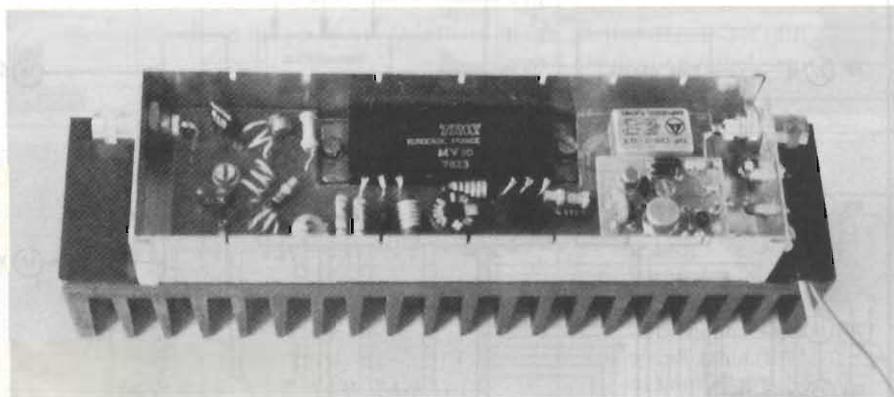
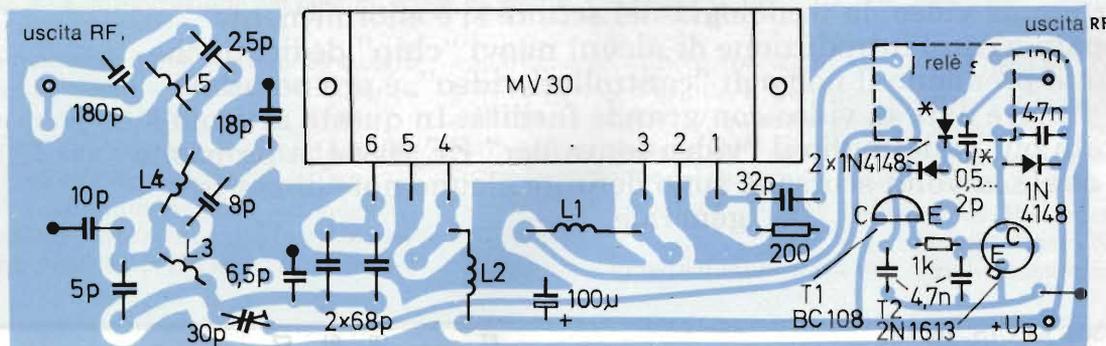



Fig. 5 - L'amplificatore finito è munito di un dissipatore abbondantemente dimensionato. L'ingresso e l'uscita di alta frequenza avvengono mediante prese BNC. L'ingresso della tensione di alimentazione avviene tramite un condensatore passante saldato alla parete della scatola.

sioni di 160 x 48 x 26 mm. Il circuito integrato deve essere saldamente avvitato alla scatola: tra l'aletta di raffreddamento dell'integrato ed il lamierino si deve spalmare una pasta termoconduttrice al silicone. La tensione di alimentazione arriva al circuito tramite un condensatore passante saldato alla parete della scatola: il passante serve a bloccare l'alta frequenza sulla linea di alimentazione.

L'amplificatore è praticamente pronto a funzionare subito dopo il montaggio. L'unica taratura necessaria riguarda il compensatore da 30 pF che deve essere regolato per la massima sensibilità d'ingresso del ricevitore.

Messa in servizio

Se l'amplificatore è destinato al servizio mobile, sarà consigliabile montarlo sul telaio dell'auto in una posizione che consenta di dissipare il calore sviluppato. E' assolutamente necessario che il trasmettitore portatile non eroghi più di 200 mW su 50 Ω. Se la potenza d'uscita è superiore, si dovrà inserire nell'apparecchio un riduttore. Questo amplificatore permette di ottenere una potenza d'uscita di quasi 30 W con un'alimentazione di 30 V. ■

Bibliografia:

(1) *Peter Stolzenberg (DC9XD)*:UHF Endstufe für Ameteursender (Stadi finali UHF per trasmettitori amatoriali) FUNKSCHAU 1979, fascicoli 20 e 21.

(2) *Herwig Feichtinger (DC1YB)*: 2-m-Mini (Ricetrasmettitore subminiatura) FUNKSCHAU 1977, fascicolo 14.

MEMORIE E TERMINALI VIDEO

Seconda parte a cura dell'ing. Paolo Bozzola

Da quando, circa tre anni fa, furono pubblicati degli articoli su un terminale video, la tecnologia nel settore si è enormemente sviluppata e con l'introduzione di alcuni nuovi "chip" dedicati, che appunto prendono il nome di "controllori video", è ora possibile rappresentare dati su video con grande facilità. In questo articolo è presentato più in dettaglio il "video-controller" EF 96364, a proposito del quale la volta scorsa si sono definite alcune note di teoria generale.

L'integrato 96364 EFCIS, in unione con una memoria da 1k (almeno) statica o dinamica e un generatore di caratteri (5x7) permette di creare una semplice ed efficiente interfaccia video, adatta per visualizzazione di dati in sistemi a microcomputer. Il chip esegue il rinfresco della memoria di buffer (si veda quanto si è detto la volta scorsa) che contiene il testo da presentare sul video, e gestisce la presentazione dei caratteri e la gestione del cursore sullo schermo. Una PROM permette la decodifica del codice. Un generatore di temporizzazioni interno assicura la compatibilità con un qualsiasi TV o monitor video, che sia CCIR-compatibile (50 Hz α 625 linee o 60 Hz α 525 linee). La cancellazione delle righe, in toto o dalla posizione del cursore in poi, lo scrolling del testo, la cancellazione totale dello schermo, sono gestite autonomamente dallo stesso chip, il che lo rende compatibile con ogni tipo di sistema di computer o microprocessore. La tecnologia di fabbricazione è N-MOS channel, silicon gate.

La *figura 1* mostra il diagramma a blocchi dell'integrato, mentre la *figura 2* illustra la disposizione dei piedini.

Vediamo ora di descrivere, in maniera più approfondita, le funzioni dei piedini ed i relativi segnali.

Q0, Q1 Un cristallo di quarzo con una resistenza in parallelo di qualche megaohm connesso a questi due piedini fornisce la frequenza di base per il generatore interno di sincronismi. Si usi

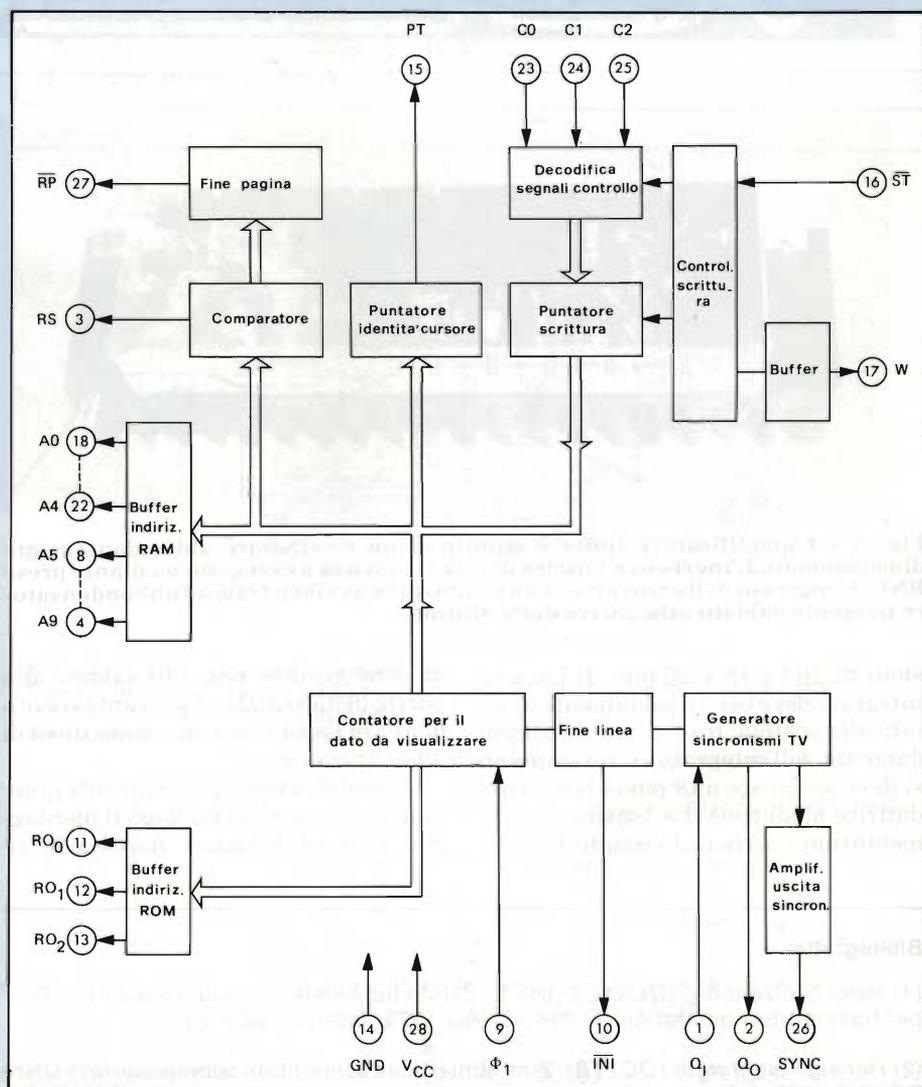



Fig. 1 - Schema a blocchi.

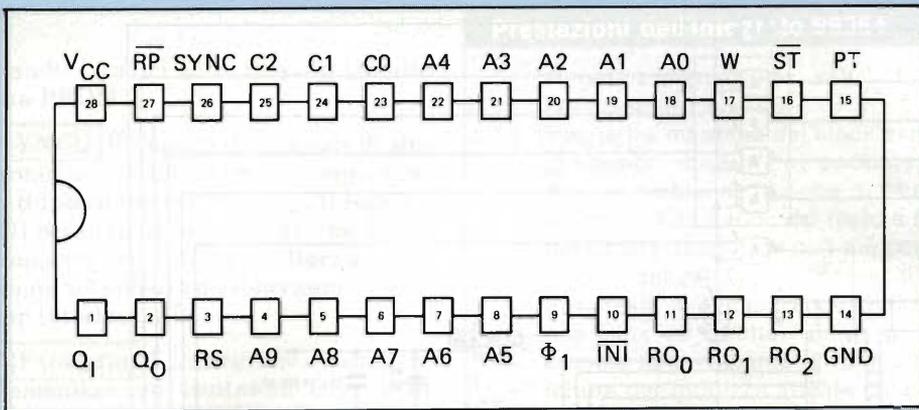
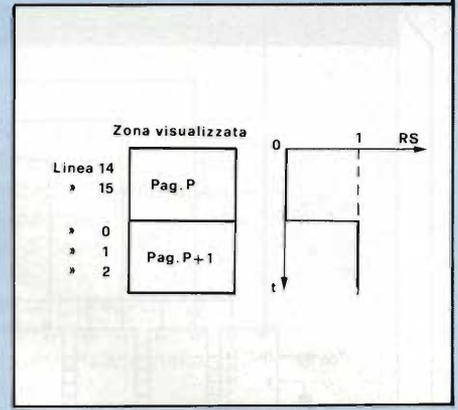



Fig. 2 - Configurazione dei piedini, (vista da sopra). Package CB-132.

Fig. 3 -

un quarzo da 1.008 MHz per 50 quadri-/sec (Europa) e da 1.018 MHz per 60 quadri/sec. (USA).

RS È una uscita il cui stato, durante il periodo di "riga visibile", con INI = 1, è "0" se il punto mostrato sul video appartiene fisicamente alla fine della pagina precedente (P) ed è "1" se invece appartiene all'inizio della pagina successiva (P+1). Durante il periodo di scrittura con INI = 0, questo segnale permette la selezione della pagina secondo la posizione del cursore: "0" se il cursore è nella pagina P, "1" se è nella pagina P+1.

La *figura 3* mostra quanto spiegato.

A5..A9, A0..A4 sono le linee di indirizzo per la memoria nella quale vengono scritti i caratteri poi rappresentati sullo schermo. Gli indirizzi vengono continuamente incrementati in successione. Può essere anche usata una memoria dinamica (che così viene automaticamente rinfrescata). Il tempo di

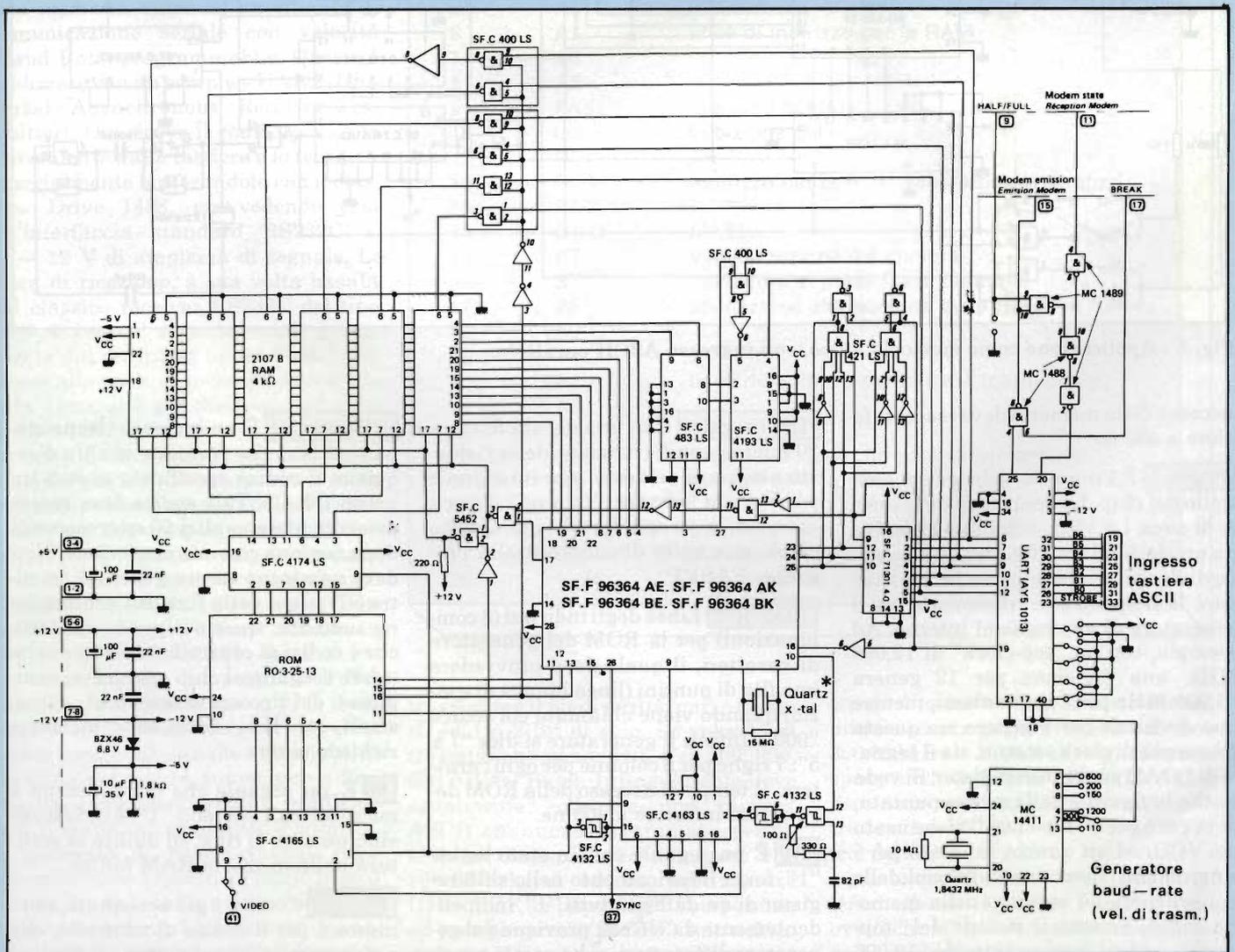



Fig. 4 - Applicazione come terminale con 4 pagine di testo.

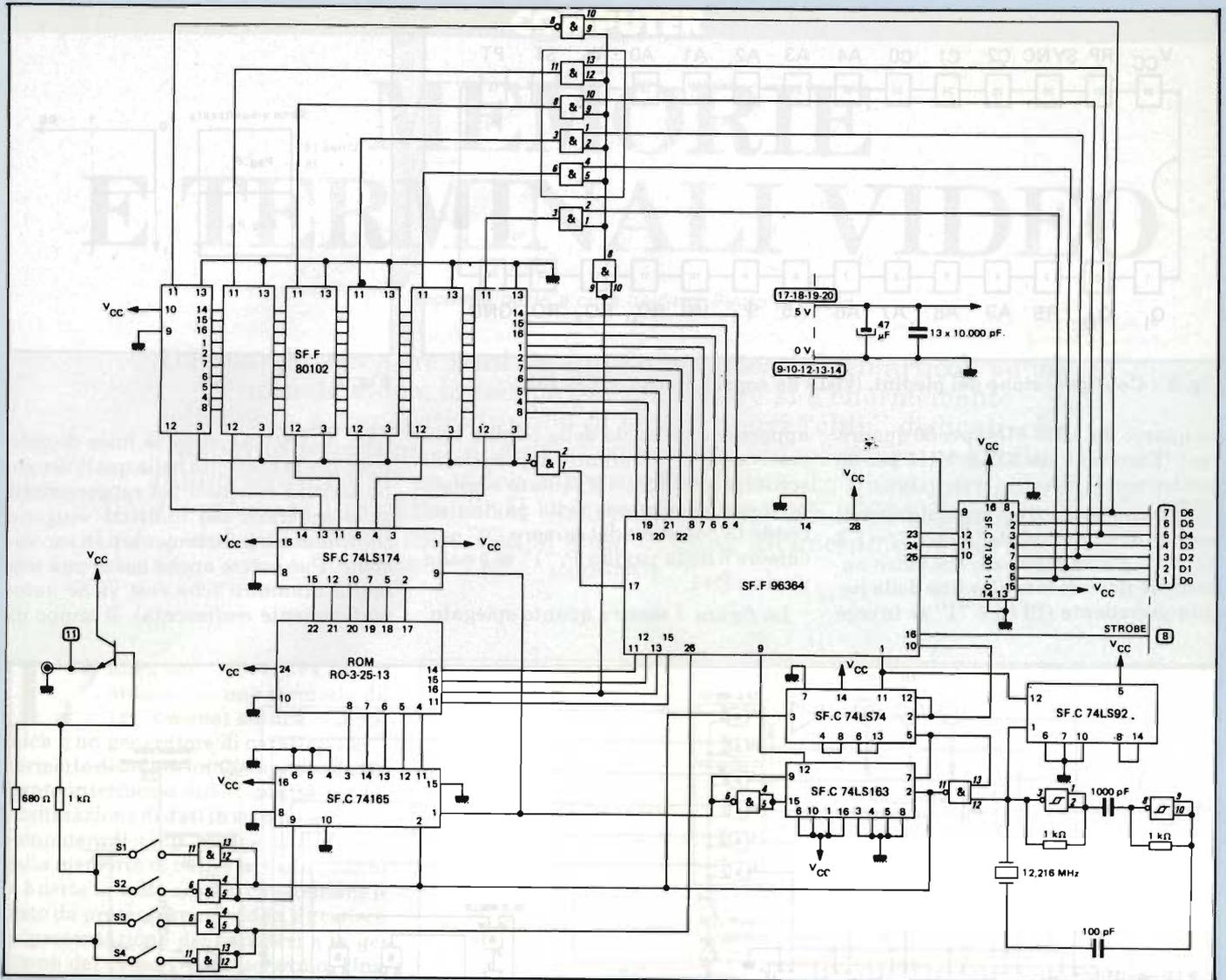



Fig. 5 - Applicazione come memoria video, con ingresso ASCII parallelo.

accesso della memoria deve essere inferiore a 450 ns.

FASE 1 È l'ingresso del clock di controllo del chip. La frequenza deve essere di circa 1,6 MHz, e di solito si deriva da un clock ad alta frequenza, che viene diviso ulteriormente anche per ricavare la frequenza di riferimento per il generatore di sincronismi interno. Ad esempio, con un "top-clock" di 12,096 MHz, una divisione per 12 genera l'1,008 MHz per i sincronismi, mentre una divisione per 8 genera sia questa frequenza di clock esterno, sia il segnale di LOAD per lo shift register. Si veda anche la *figura 2* della scorsa puntata, dove però per il "top-clock" viene usato un VCO, ed un quarzo separato per i sincronismi. Invece negli schemi delle applicazioni, ad esempio nella memoria video, è usato il metodo del "top-clock" unico con quarzo da 12,096 MHz.

INI (negato) Con una durata di circa 20 microsecondi (funzione della richiesta ampiezza del testo), questo segnale permette di fermare ("inibire") il clock di controllo ad ogni fine di riga. Questo clock, una volta diviso, controlla l'ingresso FASE1.

RO0..RO2 Linee degli indirizzi (8 combinazioni) per la ROM del generatore di caratteri, il quale deve provvedere una fila di puntini (linea bianca di spazio) quando viene chiamato col codice "000". Infatti il generatore si dice "7 x 5": 7 righe per 5 colonne per ogni carattere. Il tempo di accesso della ROM deve essere inferiore a 450 ns.

PT È un segnale che, in stato logico "1", forza il caricamento nello shift register di un dato con tutti "1", indipendentemente da ciò che proviene dal generatore di caratteri: si ha così la possibilità di visualizzare il cursore.

ST (negato) È un ingresso (transizione positiva) che permette al chip d'acquisire il codice specificato ai suoi ingressi C0..C2. Tale codice deve essere presente almeno altri 90 microsecondi dopo, per una corretta operazione. Non deve nemmeno essere generato un altro ST prima della fine dell'acquisizione suddetta. Questo dipende dal fatto che i codici di controllo servono anche a fare eseguire al chip operazioni complesse, del tipo arase screen ed of line, scroll, etc. E lavorare sulla memoria richiede tempo.

W È un segnale che dura almeno 4 microsecondi a livello "1", è in fase col sincronismo di riga, ed abilita la scrittura nella memoria RAM buffer.

C0...C2 Come si è già accennato, sono ingressi per il codice di controllo, che verrà riconosciuto dal chip onde muovere il cursore ed eseguire macroco-

mandi. I codici sono ricavati tramite una PROM.

SYNCH È l'uscita del segnale di sincronismo, sia di riga che di campo, ricavati internamente dal chip. Il segnale INI permette la loro distinzione. Il sincronismo generato fa risultare una gestione del video in un solo campo (modo non-interlacciato).

RP (negato) È un segnale utile per incrementare un contatore esterno di "numero di pagina" quando sia necessario lavorare con più pagine contemporaneamente. Deve essere usato assieme a RS.

Caratteristiche tecniche dei circuiti presentati

Il circuito di *figura 4* è un'applicazione del chip 86364 in configurazione di terminale video autonomo. Il che, come spiegato precedentemente consiste in una memoria video ed un circuito di comunicazione seriale con velocità (Baud Rate) programmabile. Questo è realizzato con un semplice UART (Universal Asynchronous Receiver/Trasmitter), che riceve il codice parallelo proveniente dalla tastiera e lo trasmette serialmente bufferandolo con il classico Drive 1488, provvedendo così un'interfaccia standard RS232C a +/— 12 V di ampiezza di segnale. La linea di ricezione, a sua volta basata sul classico receiver RS232C del tipo 1489, accetta il segnale seriale proveniente dal computer (o dal Model e lo passa alla parte di memoria video, basata come si è già discusso, sul chip dedicato 86364. La visualizzazione è su 16 righe di 64 caratteri, ottimale per la maggior parte delle applicazioni come terminale video; come si è detto l'uscita video - segnale composito - è compatibile con i TV o Monitor europei in standard 50 Hz/625 linee; i caratteri sono ottenuti al solito da un generatore con matrice di 7 x 5, ed il cursore è una linea doppia di sottolineatura, larga come un carattere, che lampeggia a 2 Hz. Quando c'é il cursore non si vede il carattere, e viceversa. Il cursore è ovviamente controllabile nelle 4 direzioni; lo scrolling del testo è automatico a fine pagina. I caratteri sono 64, codificati ASCII standard, maiuscoli; il terminale permette di rappresentarli sullo schermo come bianchi su fondo nero o neri su fondo bianco, ovvero "normal" o "reverse video". La trasmissione seriale RS232 è asincrona in full duplex, e l'utente può scegliere (con ponticelli) di trasmettere il bit di parità, pari o dispari, ed 1 o 2 bit di stop. Le velocità di trasmissione sono: 110, 150, 200, 300, 600 o 1200 Baud. Infine l'utente deve usualmente collegare una tastiera ASCII alfanumerica (oramai reperibile quasi ovunque a costi intorno alle 100.000 Lire) ed un modulatore UHF/VHF (del tipo ASTEC, reperibile ad esempio presso la GBC) solo nel caso in cui il terminale vada collegato ad un normale TV tramite la presa di antenna di quest'ultimo. Il costo del terminale ad una pagina di testo è di circa 300.000 Lire + IVA, il che significa una spesa anche inferiore alle 400.000 Lire per un già apprezzabile terminale, contro le circa 800.000 + IVA di un KTM (col dollaro a 1200 Lire). Nella *figura 4* è comunque illustrato lo schema di un terminale con 4 pagine di resto; ma è ovvio che le basi di funzionamento sono le medesime. Il costo è ovviamente più alto, ed è circa 450.000 Lire + IVA.

Prestazioni dell'integrato 96364

- singola alimentazione, +5V
- compatibile TTL - LS
- frequenza massima del clock esterno (FASE 1) 1,6 MHz
- dimensioni: dual in line package a 28 piedini
- display visibile di 16 righe di 64 caratteri (1024 caratteri)
- scrolling automatico del testo a fine pagina
- possibilità di operare con più pagine di testo
- dimensioni del display regolabili
- possibilità di aumento della brillantezza ("grassetto';') e di blink del carattere
- cursore lampeggiante (2 Hz typ.) e controllabile nelle 4 direzioni
- lettura dell'indirizzo attuale del cursore
- lettura a blocchi della memoria in rinfresco per hard copy
- possibilità di collegamento della light-pen
- costo contenuto.

Definizione dei piedini del chip

Piedino	Simbolo	Descrizione
1	Q1	1 MHz crystal input
2	Q0	1 MHz crystal output
3	RS	indicatore di limite di pagina
4	A9	
5	A8	
6	A7	linee di indirizzo per la RAM
7	A6	
8	A5	
9	FASE1	ingresso di clock
10	INI	inibizione del clock
11	RO0	
12	RO1	indirizzo per la ROM generatore di caratteri
13	RO2	
14	GND	MASSA
15	PT	Visualizzazione del cursore
16	ST	indicatore di presenza di carattere
17	W	abilitazione alla scrittura della RAM
18	A0	
19	A1	
20	A2	linee di indirizzo per la RAM (parte bassa)
21	A3	
22	A4	
23	C0	Ingressi di controllo per i movimenti del
24	C1	cursore (dalla prom)
25	C2	
26	SYNC	uscita del sincronismo di quadro
27	RP	indicatore di fine pagina
28	+ Vcc	alimentazione positiva +5V.

Fig. 6 - Applicazione come terminale per EXORciser * Marchio registrato Motorola.

Memoria video ad 1 pagina

Lo schema della *figura 5* mostra l'applicazione più semplice del chip, come memoria video ad una pagina. In pratica il circuito è identico a quello del terminale, esclusa la parte di comunicazione seriale con l'UART. Le caratteristiche, pure, sono identiche. Il dato da rappresentare può provenire, in forma parallela, da una tastiera ASCII provvista di "strobe" o da un port di I/O di un computer. La scheda fungerà così - molto semplicemente e con un costo assai basso - da display video per "data-output", ovvero per mostrare messaggi su video. Il costo è intorno alle Lire 250.000 + IVA.

Terminale video EXORciser (TM Motorola)

La *figura 6* mostra un'applicazione dedicata come terminale previsto per lavorare in un sistema EXORciser, il diffusissimo sistema di sviluppo della Motorola. Salvo le varie predisposizioni dei collegamenti, appositamente studiati per essere compatibili con il bus EXORciser, le caratteristiche sono identiche a quelle dello schema di *figura 4* ovvero del terminale ad una pagina o a 4 pagine.

Conclusioni

In questo articolo è stato presentato con maggiore completezza di dati il chip "dedicato" per applicazioni video SF.F 96364 della francese EFCIS.

Voglio sottolineare ancora che non è un prodotto disponibile da pochi giorni sul mercato, anzi, è un prodotto già parecchio sperimentato. La scelta di parlarne qui su Selezione, quindi, ha piuttosto la finalità di farlo conoscere al Lettore in confronto al "vecchio" sistema che usava un MK3870 "dedicato" come gestore dell'interfaccia video nel VAB. Oltre alla presentazione di alcuni dei dati tecnici, si è potuto mostrare anche una serie di applicazioni, che hanno oltre a tutto il pregio di essere effettivamente disponibili, ed a costi bassi, come valida alternativa per interfacce più costose. In un prossimo articolo il discorso sarà portato avanti, esaminando il data sheet del più diffuso chip di gestione video sul mercato (da circa un anno a questa parte): il Motorola 6845. Anche di questo vedremo applicazioni dedicate, ed a costi assai contenuti, anche nel campo della grafica. Per ora, rinnovo la mia disponibilità a fornire ogni ulteriore spiegazione al Lettore, sia sulla reperibilità, sulle applicazioni e sui costi dei circuiti precedentemente descritti. ■

Potrete scrivermi o telefonarmi:
Ing. Paolo Bozzola - Via Molinari 20 25124 Brescia - Tel. 030/54878.

Lo shock dello ZX-81

Negli Stati Uniti le vendite del personal computer ZX-81 della Sinclair Research stanno andando a gonfie vele. Quest'anno l'American Express prevede di inviare per corrispondenza circa 75.000 di questi sistemi in luogo dei 25.000 preventivati nello scorso maggio quando lo ZX-81 venne inserito nel catalogo della grossa organizzazione americana specializzata nelle vendite postali. Si tratta di livelli considerati addirittura sconvolgenti dai dirigenti della American Express i quali ricordano le asserzioni di molti esperti che non ritenevano i personal computers dei prodotti idonei alla vendita per corrispondenza. I sistemi della Sinclair vengono anche commercializzati sul mercato americano nei negozi della Timex che li produce su licenza della società inglese.

SONDA TERMOMETRICA PER MULTIMETRO DIGITALE

Con due soli circuiti integrati e alcuni resistori di precisione standard è possibile mettere assieme una sonda termometrica avente una precisione di ± 1%, e che può essere collegata ad un multimetro digitale qualsiasi. È inoltre possibile ottenere sul voltmetro digitale una lettura dei gradi sia su scala Celsius che Fahrenheit.

Il circuito si incentra sulla sorgente di corrente AD 590K la cui uscita è direttamente proporzionale alla temperatura *assoluta* (in gradi Kelvin °K), e sull'integrato AD 580J il quale fornisce una tensione offset di riferimento usata per convertire le temperature date in valori *assoluti* in corrispondenti valori (e cioè gradi), Fahrenheit (°F) oppure Celsius (°C).

Come risulta dalla figura, l'AD590K funziona da sonda-sensore di temperatura in quanto produce una corrente direttamente proporzionale alla temperatura assoluta, nella misura di 1 μA/°K da 218 K a 423 K, e cioè da −55 a +150 °C (si tenga presente che lo zero della temperatura assoluta (°K) si trova a − 273 °C sotto zero, pertanto, in valori relativi, avremo 218 − 273 = − 55 °C e 423 − 273 = 150 °C).

Una resistenza da 1000 Ω (R1 + R2) provvede a trasformare questa corrente in una tensione (1 mV/°K) per la lettura appunto dei gradi Kelvin. Corrispondentemente, se la resistenza di carico fosse di 1800 Ω avremmo 1,8 mV/°K, e cioè, una lettura in gradi Rankine (°R = 1,8 °K).

Per poter leggere direttamente su un multimetro digitale (DMM) i gradi centigradi (°C) oppure i gradi Fahrenheit (°F) occorre che la tensione di uscita della sonda venga trattata in modo da poter effettuare facilmente la sua conversione dalle temperature assolute. Siccome le letture delle temperature in gradi Celsius si ottengono sottraendo 273,15° dalla temperatura assoluta in gradi Kelvin, occorrerà che la tensione di riferimento di 2,5 V, fornita dal circuito integrato AD 580J, venga portata a 273 mV mediante il partitore di tensione R3 + R4. Questa tensione di offset verrà poi sottratta dalla tensione di uscita della sonda-sensore allo scopo di avere un valore di scala pari a 1 mV/°C. Alla stessa maniera, dimensionando R3 e R4 in modo di avere 460 mV, avremo un'unità di scala pari a 1 mV/°F che servirà appunto per la lettura in gradi Fahrenheit.

Siccome questa sonda possiede una caratteristica di uscita lineare, essa potrà essere calibrata partendo da qualsiasi punto stabilito. Per prima cosa si regolerà quindi il potenziometro R4 in modo di avere V_A = 273 mV per la lettura in °C (oppure 460 mV per la lettura in °F). Successivamente, si preparerà un bagno a temperatura costante fatto con una mistura di acqua e pezzetti di ghiaccio ben mescolati (usare tanta acqua quanta ne occorre per riempire gli spazi esistenti tra un pezzetto di ghiaccio e l'altro). Questo miscuglio dovrà essere preparato in un contenitore isolato mediante polistirolo. Il punto di equilibrio, corrispondente a 0° (32 °F), verrà raggiunto dopo 16 minuti.

Assicuratisi che la sonda-sensore risulti completamente immersa (accertarsi che i terminali siano isolati), si regola R2 in modo che V_B corrisponda a 00 mV (calibrazione °C) oppure 32,0 mV (calibrazione in °F). A questo punto, la scala in mV del voltmetro digitale darà una lettura diretta in °C o °F.

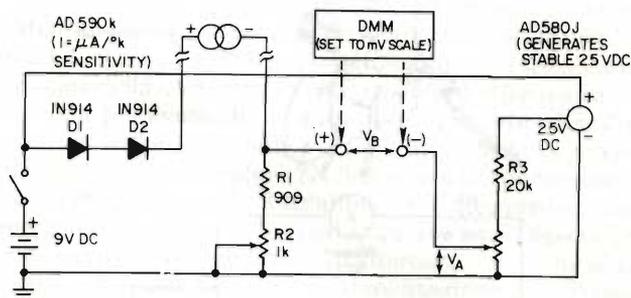



Fig. 1 - Questo semplice circuito consente di trasformare un multimetro digitale (DMM) in un termometro digitale. Un'accuratezza della sonda pari a ± 1% a partire da −55 fino a +150 °C (da −67 a +302 °F) può essere ottenuta dopo avere effettuato un'unica operazione di calibrazione impiegando una miscela di acqua/pezzetti di ghiaccio.

Non occorre impiegare un cavo schermato dato che la sonda è un generatore di corrente. I diodi D1 e D2 servono a ridurre la potenza dissipata nella sonda e a minimizzare i relativi effetti termici. Per consentire un miglior trasferimento di calore tra la sonda e gli oggetti di cui si vuole misurare la temperatura, converrà usare grasso conduttore al silicone (compound). L'elevata tensione di isolamento del sensore (± 200V) consente di effettuare misure di temperatura anche su circuiti percorsi da corrente o sotto tensione.

Electronic Design - William D. Kraengel

COME DETERMINARE IL VALORE DI DISSIPAZIONE IN UN SEMICONDUTTORE

Determinare il valore esatto di dissipazione nei semiconduttori di potenza è molto importante perché dalla conoscenza di questo valore ci si può render conto quale sarà il valore della temperatura alla giunzione del dispositivo, e di conseguenza, impedire una sua eventuale distruzione. Sfortunatamente, in alcune applicazioni, come per esempio negli alimentatori stabilizzati a commutazione, le complesse forme d'onda a frequenza elevata in gioco rendono estremamente difficile una misura diretta della potenza dissipata nei semiconduttori di potenza impiegati. In questi casi, per misurare *indirettamente* la potenza dissipata nel dispositivo si ricorre ad una tecnica di misura sostitutiva in corrente continua. Per far ciò occorre che il dispositivo semiconduttore risulti isolato termicamente dal circuito in cui lavora; e questo si potrà ottenere montandolo su un dissipatore di calore separato.

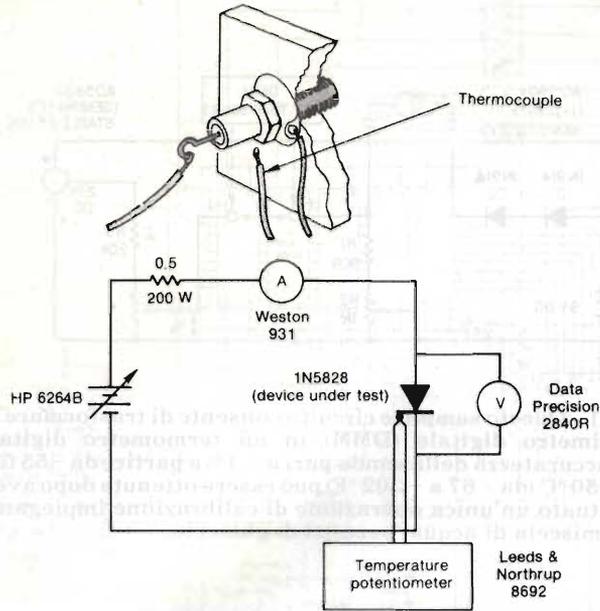



Fig. 1 - Schema elettrico per la misura indiretta della potenza dissipata in un semiconduttore di potenza. La potenza dissipata può essere calcolata moltiplicando la tensione applicata ai capi del dispositivo per la corrente che lo attraversa dopo che la temperatura del dispositivo ha raggiunto lo stesso valore che aveva in condizioni di funzionamento normale. A questo punto, la temperatura alla giunzione si ottiene sommando la temperatura del contenitore del dispositivo al prodotto della potenza dissipata per la resistenza termica.

Una termocoppia fissata direttamente sul contenitore del dispositivo indicherà la temperatura di regime assunta dal contenitore in normali condizioni di funzionamento. Eseguita questa misura della temperatura, si collegherà il dispositivo ad una sorgente di alimentazione in c.c. aspettando che il contenitore riassuma lo stesso valore di temperatura in precedenza misurato.

A questo punto, per misurare la potenza, occorrerà semplicemente moltiplicare la tensione applicata per la corrente circolante nel dispositivo. Per esempio, un diodo raddrizzatore 1N5828 che quando funziona nel suo circuito (un alimentatore a commutazione) raggiunge a regime una temperatura di 92 °C della base di montaggio del suo contenitore, viene collegato al circuito di misura in c.c. suddetto e fatto funzionare fino che la temperatura del suo contenitore non abbia raggiunto nuovamente i 92 °C. Se nel dispositivo scorre una corrente di 16 A con una caduta di tensione pari a 0,375 V, la potenza dissipata sarà 0,375 x 16, vale a dire 6 W. Se la resistenza termica di questo diodo è 1, 75 °C/W, la temperatura alla sua giunzione sarà data da

$$T_j = 92\ °C + (6W \times 1{,}75\ °C/W) = 102{,}5\ °C.$$

La resistenza termica della rondella isolante del dispositivo potrà essere trovata misurando la temperatura del contenitore del dispositivo e la temperatura del radiatore di calore sul quale esso è montato tramite la rondella isolante. La differenza tra questi due valori di temperatura ricavati mediante termocoppia, verrà divisa per la potenza dissipata, e per risultato otterremo il valore della resistenza termica della rondella isolante che desideravamo conoscere.

Electronic Design - Jerry Ogarek, Texas Instruments Inc.

SEGNALATORE DEL LIVELLO DI TENSIONE

Il circuito non ha bisogno di una alimentazione in continua; in quanto viene alimentato dalla stessa sorgente in c.a. di cui provvede a controllare il livello. Per realizzarlo occorrono soltanto un transistore, due Zener, un LED e qualche resistore e condensatore. Il LED si illumina tutte le volte che la tensione alternata *supera* un livello prefissato, e si spegne tutte le volte che questa viene a trovarsi al di sotto di questo livello.

Quest'ultimo viene fissato mediante un potenziometro. È la stessa tensione alternata di cui si vuole tener sotto controllo il livello che provvede ad alimentare, a mezzo di due partitori di tensione (vedi figura), questo circuito di controllo.

Uno di questi partitori, e cioè C2 e R2 serve a rendere la tensione ai capi di R2 proporzionale al valore della tensione alternata d'ingresso. Il resistore R2, un potenziometro, s'incarica di applicare in base di Q1 (BC 109C) una frazione della tensione che si forma ai capi di R2. Lo Zener Z1 provvede a tagliare i picchi di tensione eventualmente presenti durante le semionde positive della rete.
Il secondo partitore, è formato da C1, Z3 e Z2. Gli Zener Z3 e Z2 sono limitatori dei picchi positivi della tensione della rete e s'incaricano di applicare sul collettore di Q1 una tensione di alimentazione positiva.

Quando la tensione alternata d'ingresso supera il livello prefissato mediante R2 e lo zener Z2, il transistore Q1 viene ad essere polarizzato in modo diretto e il LED si illumina. Al transistore Q1 vengono applicati "campioni" della tensione alternata da tenere sotto controllo soltanto durante le semionde positive della tensione di rete. Durante le semionde negative, tutti e tre i terminali del transistore vengono messi in cortocircuito dai tre zener in quanto questi si trovano a lavorare in conduzione diretta. Il LED darà una illuminazione continuativa nonostante venga eccitato da sole semionde di tensione.

La stabilità del livello della tensione di riferimento è determinata essenzialmente da Z2. I valori di Z1 e Z3 sono meno critici. La tensione di limitazione di Z1 dovrà ad ogni modo essere più elevata della massima tensione di picco istanta-

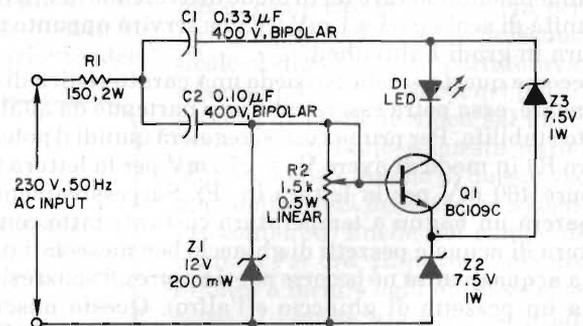



Fig. 1 - La tensione di soglia di questo "monitore" di tensione alternata viene fissata mediante R2. Quando la tensione alternata supera il valore prefissato da R2, il LED si accende. Ovviamente, si spegnerà quando la tensione alternata verrà a trovarsi al di sotto del livello prefissato.

nea che si forma ai capi di R2. A sua volta, la tensione di alimentazione di Z3 dovrà essere superiore alla somma delle tensioni che si formano rispettivamente ai capi del LED (caduta di tensione diretta) e ai capi del transistore Q1 (tensione di saturazione emettitore-collettore).

Il circuito può essere adattato anche per controllare una tensione a.c. di 110 V (60 Hz); basta raddoppiare il valore di C1 e C2. È possibile anche usare un transistore pnp. In questo caso occorre invertire la polarità (i collegamenti) dei tre Zener e del LED.

CONTROLLO ACUSTICO DELLO STATO DELLA BATTERIA

Il circuito presentato è in grado di segnalare mediante un breve suono (beep) che la batteria di alimentazione di un dato strumento portatile si trova in buone condizioni; viceversa, se la tensione della batteria si trova sopra o sotto il valore nominale di alimentazione richiesto dallo strumento, il suono (beep) diventa continuato fino a far scaricare completamente la batteria. Questo circuito segnalatore di carica è adatto a strumenti portatili operanti con CMOS i quali, come è noto, assorbono poca corrente dalla batteria.

L'indicazione (cioè il suono breve e lungo) è data da una specie di cicalino *(figura 1)*. Quando lo strumento viene messo in funzione, il cicalino emette un "beep" breve, indicando in questa maniera che nello strumento c'è la batteria e che questa si trova in buone condizioni. Se la tensione della batteria dovesse trovarsi al disotto del valore nominale stabilito, il cicalino continuerebbe a "suonare" in modo continuo fino a scaricare completamente la batteria.

Questo circuito impiega un amplificatore operazionale CMOS a bassa potenza (per esempio, il tipo Intersil ICL 7611). L'operazionale serve a confrontare una frazione della tensione della batteria con una tensione di riferimento. Se la tensione prelevata dalla batterie e applicata all'ingresso positivo dell'operazionale si trova al di sotto di quella di riferimento, il transistore 2N3906 entra in conduzione attivando in questo modo il cicalino. Se lo strumento contiene una alimentazione stabilizzata, questa potrà essere presa come tensione di riferimento; in alternativa, è anche possibile utilizzare una tensione di alimentazione di riferimento *esterna* che assorbirà soltanto 12 μA da una batteria aggiuntiva.

Il tempo di attivazione del cicalino al momento della messa in funzione dello strumento è definito dalla costante di tempo RC formata dal condensatore C e dalla effettiva resistenza presente all'ingresso positivo dell'amplificatore operazionale ICL 7611. Gli amplificatori operazionali CMOS possono lavorare con impedenza di ingresso elevata e basse correnti di alimentazione (per esempio, 10 μA). Questo valore estremamente basso di assorbimento di corrente consente di allungare la vita della batteria di alimentazione.

La tensione di regime della batteria, V_B in corrispondenza della quale il cicalino viene attivato è data dalla seguente formula:

$$V_B = V_{REF}\,[1+(R_1R_2)/(R_3)(R_1+R_2)]$$

I valori dei componenti impiegati danno per V_B il valore di 6,4 V con V_{REF} = 1,24V. Impiegando resistori al 2%, la tolleranza di V_B si aggirerà intorno a ± 0,25 V. Il valore del condensatore C viene scelto in maniera da dare un "beep" con durata minima di 0,2 s.

Il resistore R4 permette di dare al transistore di uscita 2N3906, normalmente bloccato, una corrente di pilotaggio di base di circa 1 mA. Assegnando opportuni valori ai componenti, questo circuito è in grado di controllare tensioni di batteria con valore compreso tra 2,5 e 28 V.

Electronic Design - G.J. Crask

Fig. 1 - Se la tensione ai morsetti della batteria si trova al disopra di V_B al momento in cui viene messo in funzione lo strumento, il cicalino produrrà un suono per brevissimo tempo. Quando lo strumento è in funzione, questo circuito di controllo della tensione della batteria, assorbe appena 16 μA. Se V_B = 6,4 V, è possibile controllare una batteria da 9 V. (Valori componenti e tensione di riferimento esterna: R1 = 620 kΩ, 10%; D = LM 385, National; V_{ref}, al punto A = 1,24 V).

SIRENA REALIZZATA CON CIRCUITI INTEGRATI LINEARI

Il circuito presentato serve per realizzare sirene a differenti tonalità. Il componente essenziale è formato dal doppio amplificatore operazionale e doppio comparatore MC3405; un amplificatore operazionale di questo integrato viene usato per realizzare un oscillatore di bassa frequenza, mentre l'altro operazionale serve per realizzare un oscillatore controllato in tensione (VCO). Gli altri due componenti attivi richiesti sono un transistore per piccoli segnali (per esempio un MPS A13) e un Darlington di potenza (per esempio, un 2N6030).

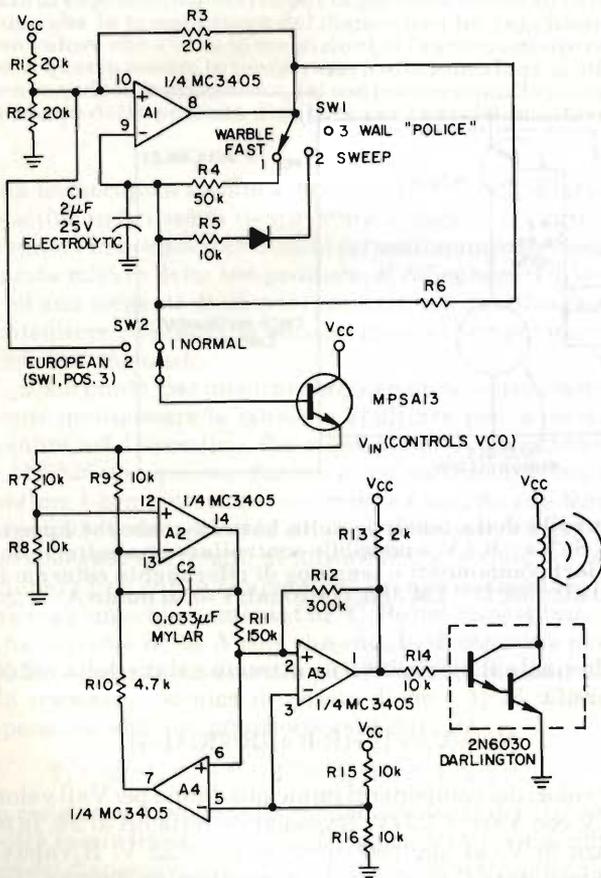



Fig. 1 - Questo circuito-sirena consente di ottenere una varietà di suoni caratteristici semplicemente azionando a mano i due commutatori. Il segnale audio applicato a un piccolo altoparlante è fornito dal Darlington di potenza pilotato da un VCO; il segnale di controllo (V_{IN}) per il VCO è fornito, a sua volta, da un oscillatore di bassa frequenza accoppiato al VCO tramite emitter-follower.

L'amplificatore operazionale A2 e i comparatori A3 e A4 formano il VCO che pilota lo stadio finale Darlington. Questi tre operazionali realizzano un oscillatore con forme d'onda triangolari/quadrate. La frequenza di lavoro di questo oscillatore viene fissata dal segnale d'ingresso V_{IN} (un amplificatore in configurazione emitter-follower minimizza il carico prodotto dai circuiti dell'oscillatore VCO sul condensatore C1 che fa parte del circuito b.f.).
Quando l'uscita di A4 è alta, A2 provvede ad integrare la corrente che circola nel suo ingresso invertente, producendo ai capi di C2 una tensione a rampa. Siccome l'ingresso non invertente risulta polarizzato con una tensione pari a metà del valore di V_{IN} ad opera dei resistori R7 e R8, la corrente circolante dentro C2 sarà data da $I = V_{IN}/2R9$.

La tensione ai capi di C2 continuerà a crescere fino a quando gli ingressi non invertenti dei comparatori A3 e A4 assumeranno un valore superiore a $^1/_2$ Vcc, e entrambe le uscite dei comparatori diventeranno basse. A questo punto, C2 fornirà una corrente pressocché doppia rispetto a quella di carica; questa corrente farà in maniera che la tensione ai capi di C2 produca una tensione a rampa decrescente, e questo fino a quando gli ingressi non invertenti del comparatore assumeranno un valore inferiore a $^1/_2$ Vcc. A questo punto, le uscite del comparatore diventeranno nuovamente alte, e il ciclo di funzionamento descritto si ripeterà nuovamente.

La frequenza del VCO è data da:
$1/f = T = 4R9C2\ (\Delta V/V_{IN})$.
La suddetta formula vale nel caso in cui
R10 = 0,5R9
ΔV = Vcc (R12/R13)
R15 = R16,
R7 = R8.

Se la tensione di ingresso V_{IN} è una tensione alternata, il circuito produce un effetto sirena. In questo caso, è il semplice oscillatore RC realizzato con l'amplificatore operazionale A1 che costituisce l'oscillatore di bassa frequenza (e cioè la sorgente della tensione alternata V_{IN}). È la tensione ai capi di C1, impiegata come V_{IN}, che varia (modula) in modo continuativo il suono della sirena. Per ottenere il suono di una sirena di tipo europeo, viene usata come V_{IN}, la forma d'onda quadrata ricavata dall'ingresso non invertente di A1. La frequenza di questo oscillatore è determinata dal condensatore C1 e dalla resistenza di reazione R_f (unitamente alla polarizzazione d'ingresso fornita da R1, R2 e R3).

Il commutatore SW1 serve a modificare la resistenza di reazione, e di conseguenza, la frequenza dell'oscillatore. Quando il commutatore SW1 viene posto nella posizione 3, l'effettiva resistenza di reazione è 620 kΩ e la frequenza dell'oscillatore è 0,59 Hz. Se questo segnale va a pilotare il VCO, avremo il suono caratteristico di una sirena europea. Portando il commutatore SW1 nella posizione 1, la resistenza di reazione effettiva cambierà valore e verrà prodotta un'oscillazione di 7,64 Hz, per cui la sirena avrà un suono "trillante".

Inserendo una bassa impedenza e un diodo in serie nell'anello di reazione di A1, questo circuito-sirena potrà essere impiegato come generatore sweep audio. Per ottenere questa funzione occorrerà portare il commutatore SW1 nella posizione 2.

Electronic Design - Yom Hopkins

SISTEMI PER RIPRESA DI IMMAGINI AD INFRAROSSI

J.A. Chiari, F.D. Morten e L. Cascianini

La trasformazione di una immagine termica in una corrispondente immagine ottica comporta problemi di scansione che fino ad oggi sono stati risolti per via meccanica. Le limitazioni di velocità di questi sistemi pongono dei limiti in termini di definizione, per cui le immagini termiche attuali non posseggono un buon dettaglio. Questo problema sarà risolto quando le immagini ad infrarossi potranno essere analizzate con sistemi elettronici analoghi a quelli usati in televisione.

Esistono materiali semiconduttori molto sensibili alle radiazioni infrarosse. Il più impiegato in campo industriale è il tellururo di cadmio e mercurio, meglio noto con la sigla CMT (Cadmium Mercury Telluride). È con questo materiale che vengono realizzati i rivelatori di radiazioni infrarosse; questi sono dispositivi capaci di fornire un segnale elettrico direttamente proporzionale all'intensità della radiazione infrarossa che li colpisce. Per trasformare in un'immagine ottica (e cioè visibile) una scena nella quale siano presenti sorgenti di infrarossi (a temperatura ordinaria tutti gli oggetti irradiano infrarossi) occorre far passare a righe successive l'immagine infrarossa sull'elemento (o gli elementi) attivi del rivelatore. Trasformando il segnale elettrico ricavato all'uscita del rivelatore in luce sia mediante LED sia mediante lo schermo di un tubo a raggi catodici è possibile ottenere una riproduzione abbastanza fedele dell'immagine infrarossa analizzata, la quale, com'è noto, per sua natura sarebbe invisibile. È un sistema di riproduzione questo che ha molta rassomiglianza con quello usato per formare le immagini televisive (immagini formate mediante righe di scansione).

Fig. 1 - Principio di funzionamento di un sistema di scansione di un'immagine all'infrarosso e della sua riproduzione sullo schermo di un monitore (le dimensioni e le lunghezze del percorso dei raggi infrarossi sono state alterate per rendere più comprensibile il meccanismo di funzionamento del sistema).

Gli attuali rivelatori di infrarossi possono "subire" scansioni abbastanza veloci, tali da riprodurre immagini compatibili con quelle caratteristiche della televisione. Anche la risoluzione che essi possono dare dei differenti valori di temperatura degli oggetti è tale da produrre su uno schermo TV un'immagine in bianco e nero nella quale i differenti valori di temperatura possono essere rappresentati mediante la scala completa dei grigi TV.

L'elettronica che elabora il segnale fornito dal rivelatore può essere dimensionata in maniera da rendere *bianche* le zone a temperatura più elevata, e *nere* quelle a temperatura più bassa passando attraverso tutta la gradazio-

Rivelatori di radiazioni infrarosse al tellururo di cadmio e mercurio (CMT). Al centro si noti il tipo M3RPY, inserito in un contenitore termoisolante "dewar"; questo rivelatore contiene una cortina di 55 elementi.

Fig. 3 - Principio di funzionamento del sistema di scansione seriale di un rivelatore a otto elementi.

a)

b)

c)

Fig. 2 - Principio di funzionamento dei vari sistemi attualmente impiegati per la scansione di un'immagine all'infrarosso. Scansione su un rivelatore formato da più elementi attivi disposti in a) in serie, in b) in parallelo; in c) sistema combinato di scansione serie/parallelo.

ne intermedia dei grigi.

È possibile anche ottenere immagini negative (e cioè neri i punti caldi, e bianchi i punti freddi). In medicina, inoltre, e in particolare nella termografia, è possibile riprodurre con tutti i colori ottenibili dalla mescolazione delle luci prodotte dai fosfori rossi, verdi e blu di un cinescopio a colori (e cioè con tutti i colori dello spettro visibile) i differenti valori di temperatura assunti dalla pelle umana, che in realtà non sono poi molti. Ciò permette di ottenere un'elevata *risoluzione termica* di una data superficie del corpo umano.

Oltre a poter essere presentate in tempo reale nella maniera suddetta, le immagini termiche possono ovviamente essere registrate, i loro segnali (analogici) possono essere trasformati in digitali, di conseguenza codificati così da poter essere applicati all'ingresso di un computer per poter essere meglio studiati e analizzati.

Attuali sistemi di formazione di immagini termiche

Nelle attuali apparecchiature di ripresa a raggi infrarossi, l'immagine termica viene per prima cosa messa a fuoco e poi "fatta scorrere" (scansione) con sistemi meccanici a righe orizzontali successive sull'elemento (o sugli elementi) del rivelatore. Convenzionali circuiti elettronici provvederanno, come già detto, a trasformare i segnali d'uscita dal rivelatore in un'immagine ottica.

A seconda delle prestazioni richieste, il rivelatore potrà essere formato da uno o più elementi attivi. Esiste inoltre una stretta interdipendenza tra l'ottica, il sistema di scansione dell'immagine sul rivelatore, la configurazione del rivelatore e l'elettronica incaricata ad elaborare i segnali.

Scansione di un rivelatore formato da un elemento singolo

Per ricavare da un rivelatore ad elemento singolo un'immagine termica occorre che l'immagine infrarossa messa a fuoco sulla "testa" dell'elemento venga "spazzolata" riga su riga sull'elemento stesso *(figura 1)*. Le variazioni di tensione presenti sul terminale di uscita dell'elemento, verranno amplificate ed elaborate in modo da poter comandare un display il cui sistema elettronico di scansione dovrà essere perfettamente sincronizzato con quello di natura meccanica usato per attivare il rivelatore, e il risultato finale sarà la produzione di un'immagine ottica corrispondente all'immagine infrarossa.

In *figura 1* osserviamo che uno degli specchi oscilla rapidamente intorno al suo asse verticale consentendo in questo modo la scansione dell'immagine

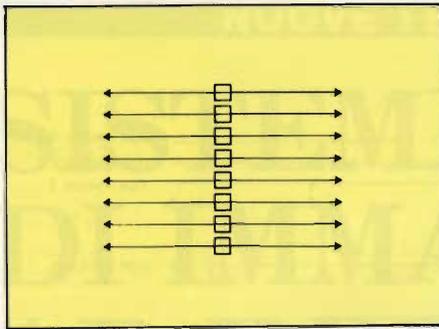



Fig. 4 - Principio di funzionamento della scansione in parallelo. L'immagine infrarossa viene spostata avanti e indietro, di fronte alla fila verticale degli elementi del rivelatore, e di conseguenza, ciascun elemento del rivelatore sarà in grado da solo di produrre una riga completa dell'immagine.

infrarossa in senso orizzontale (righe). L'altro specchio oscilla meno rapidamente intorno al suo asse orizzontale, e permette in questo modo la scansione in senso verticale dell'immagine. Il monitore possiede un sistema di scansione elettronico, sincronizzato con quello meccanico (specchi), e pertanto sarà in grado di riprodurre un fac-simile ottico dell'immagine infrarossa.

Per avere un'immagine ottica esente da sfarfallio, occorrerà analizzare riga per riga l'immagine completa almeno 25 volte al secondo. Se ciascuna riga di scansione di cui è formata questa immagine ottica, deve avere una risoluzione paragonabile a quella normalmente fornita dalle immagini TV, occorre che i circuiti che elaborano i segnali in questione posseggano una larghezza di banda molto ampia, e di conseguenza, insieme alla tensione utile presente all'uscita del sistema saranno presenti componenti di rumore corrispondentemente elevate.

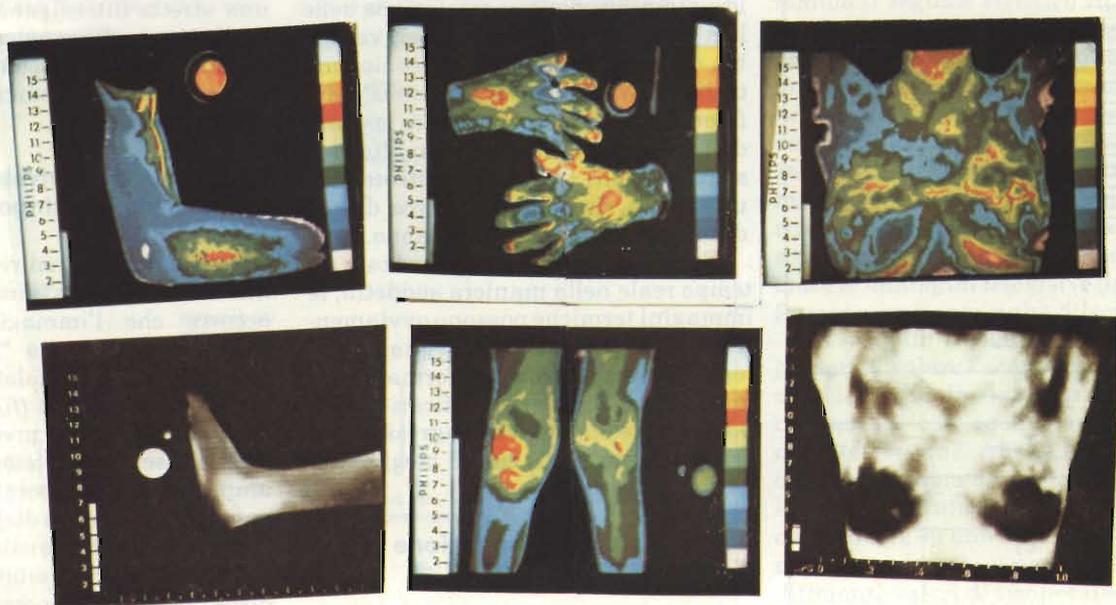
Da quanto sopra si deduce che le prestazioni fornite da un rivelatore ad elemento singolo sono piuttosto limitate, e che attualmente un'immagine formata da 70 righe è quanto di meglio si possa ottenere con questo sistema.

Sistemi di scansione di rivelatori a più elementi

I rivelatori contenenti più elementi attivi non presentano gli inconvenienti caratteristici dei rivelatori formati da un solo elemento. In questo caso, gli elementi sono disposti in maniera da fornire una tensione d'uscita *cumulativa,* formata dalla somma delle tensioni di uscita dei singoli elementi (scansione in serie *figura 2a*); oppure gli elementi sono disposti in modo da consentire di impiegare un sistema di scansione meccanico più semplice e a velocità più bassa (scansione in parallelo *figura 2b*). Esistono inoltre strutture di rivelatori che consentono di impiegare i due sistemi di scansione combinati assieme *(figura 2c).*

Nel sistema di scansione con elementi in serie, se gli elementi impiegati sono n, il rapporto segnale/disturbo risulterà aumentato di un fattore pari a $\sqrt{n}$. Per ottenere risultati significativi occorre però impiegare un rivelatore con circa 30 elementi. Sono stati, è vero, realizzati in via del tutto sperimentale, rivelatori aventi fino a 384 elementi in serie; attualmente però, i rivelatori che in pratica danno risultati accettabili posseggono circa 200 elementi.

1) Scansione serie

La *figura 3* illustra come in pratica può esser attuato un sistema di scansione seriale di un rivelatore formato da una fila di 8 elementi attivi. Il meccanismo di scansione può esser quello già visto e utilizzato per la scansione di un rivelatore formato da un elemento singolo, come indicato in *figura 1*. Con la deflessione meccanica in senso orizzontale, ogni punto di una riga dell'immagine infrarossa va a eccitare *tutti* gli elementi del rivelatore; la deflessione verticale fa spazzolare sugli elemen-

Utilizzazione delle immagini termiche in medicina. In queste termografie, i differenti colori corrispondono a differenti valori di temperatura secondo la "chiave" riportata a sinistra, la quale però non indica valori di temperatura assoluti ma relativi. 1) Termografia di un braccio: i muscoli e le vene in superficie sono caldi, l'articolazione è fredda. 2) Artrite reumatica al piede destro. Si noti l'area infiammata in corripondenza della caviglia. 3) Artrite reumatica nelle mani: artrite cronica e gonfiore da infiammazione su entrambi i polsi. 4) Vista anteriore delle ginocchia di un paziente affetto da artrite siero-negativa che produce l'infiammazione delle giunture. 5) Fibroadenoma nella mammella sinistra in una donna di 58 anni. 6) Mammelle normali in una donna di 28 anni. Si noti l'uniforme distribuzione della temperatura nelle due mammelle.

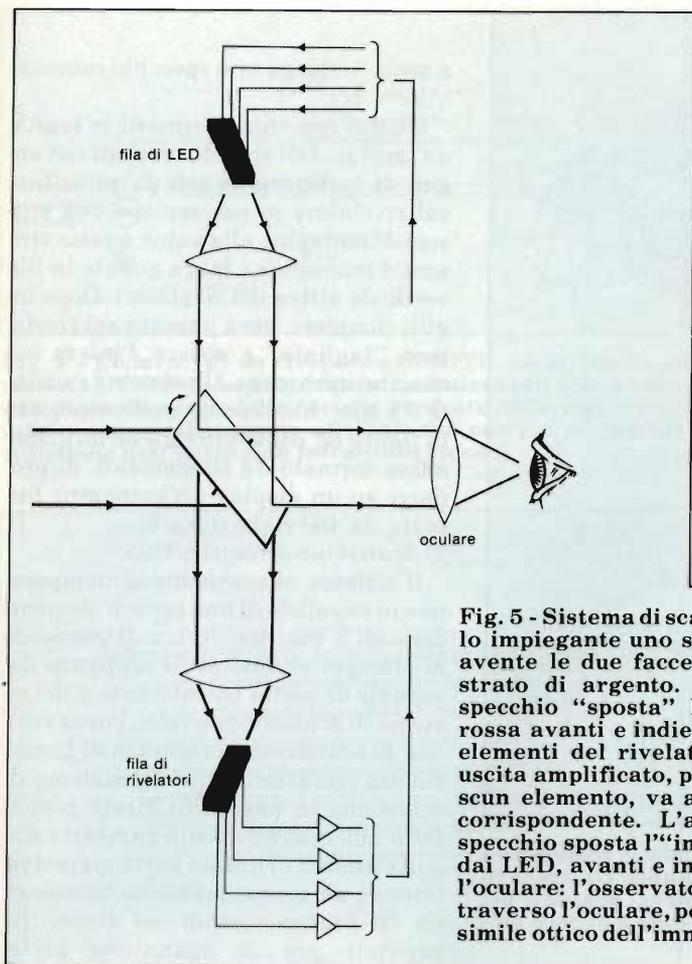



Fig. 5 - Sistema di scansione in parallelo impiegante uno specchio oscillante avente le due facce ricoperte da uno strato di argento. Una faccia dello specchio "sposta" l'immagine infrarossa avanti e indietro sulla fila degli elementi del rivelatore; il segnale di uscita amplificato, proveniente da ciascun elemento, va a pilotare un LED corrispondente. L'altra faccia dello specchio sposta l'"immagine" formata dai LED, avanti e indietro davanti all'oculare: l'osservatore, guardando attraverso l'oculare, potrà vedere un facsimile ottico dell'immagine infrarossa.

Immagine termica ottenuta in completa oscurità mediante un rivelatore SPRITE (per cortesia della Marconi Avionics).

ti del rivelatore le successive righe in cui viene divisa l'immagine infrarossa. Infine, le linee di ritardo e i circuiti sommatori consentono di sommare in fase i segnali forniti dai singoli elementi del rivelatore.

Come già detto, per ottenere un segnale di uscita pari a 8 volte quello fornito da un rivelatore a elemento singolo, occorre che le 8 uscite vengano sommate fra loro in perfetto accordo di fase. Siccome però il fattore di rumore non è di uguale ampiezza in tutti gli elementi, nella tensione cumulativa d'uscita il rapporto S/R non sarà 8 volte superiore ma solo di un fattore pari a $\sqrt{8}$.

L'immagine ottica ricavabile dai segnali di uscita di un rivelatore a più elementi in serie potrà essere ottenuta mediante un diodo LED assoggettato ad una scansione sincronizzata con la scansione del rivelatore oppure potrà essere osservata sullo schermo di un tubo a raggi catodici (per esempio su un cinescopio per televisione). Anche in questo caso le basi dei tempi di riga e di quadro del cinescopio dovrebbero essere sincronizzate con quelle analoghe di natura meccanica, alle quali è assoggettato il rivelatore.

Siccome per effettuare la scansione di tutte le righe in cui viene scomposta l'immagine infrarossa vengono usati sempre gli stessi elementi del rivelatore, l'immagine ottica ottenuta mediante LED o schermo di un cinescopio sarà di ottima qualità. Occorre però tener presente che per avere un'immagine formata da molte righe (per esempio, 625 righe per avere la compatibilità con i sistemi TV standard), sarebbe richiesta una velocità di scansione molto elevata, e questa non potrebbe essere realizzata con sistemi meccanici; inoltre, anche la larghezza di banda richiesta dai sistemi elettronici che elaborano il segnale, dovrebbe essere molto larga.

2) Scansione parallelo

Se per ogni riga in cui verrà analizzata l'immagine, il rivelatore mette a disposizione un solo elemento attivo *(figura 4)*, sarà sufficiente che l'immagine venga vobulata soltanto in una sola direzione, e cioè in senso orizzontale, dato che per ottenere contemporaneamente tutte le righe dell'immagine, e cioè l'immagine completa sarà sufficiente la sola scansione orizzontale.

In questo caso, la velocità di scansione richiesta sarà molto più bassa ed anche il sistema di deflessione risulterà semplificato.

La *figura 5* indica come in pratica potrebbe essere realizzato il sistema di scansione parallela sopraddetto. In questo caso, il display è costituito da una fila di 4 LED corrispondenti alla fila dei 4 elementi del rivelatore. Siccome in questo caso, la velocità di scansione è molto più bassa, la larghezza di banda richiesta sarà più stretta di quella richiesta dal sistema di scansione in serie. Bisogna però dire che, per avere un'immagine esente da fenomeni di trascinamento e di striature, occorre che gli elementi del rivelatore, l'amplificatore e i LED posseggano caratteristiche estremamente uniformi.

Se l'immagine invece che da una fila di LED, deve esser presentata sullo schermo di un tubo a raggi catodici, l'elettronica incaricata di elaborare il segnale fornito dal rivelatore dovrà comprendere anche un convertitore di scansione parallelo/serie e un buffer di quadro.

Inoltre, per poter essere compatibile con i sistemi TV CCIR a 625 righe di scansione, il rivelatore dovrebbe avere lungo una retta verticale uno dopo l'altro, 625 elementi, esigenza questa tecnologicamente difficile da realizzare in pratica. Un modo per aggirare questo ostacolo, consiste nell'impiegare un sistema di scansione interlacciato o a bande parallele (figure 6a e 6b).

Il sistema di scansione *interlacciata (figura 6a)* consente di raddoppiare il numero delle righe d'immagine ottenibili con un dato numero di elementi senza dover raddoppiare il numero degli elementi stessi. È (analogo) come principio al sistema interlacciato della televisione. Gli elementi distano l'uno

Fig. 6 - Sistemi di scansione a) interlacciata e b) a strisce parallele, c) scansione a strisce dell'immagine realizzata con un sistema a specchi ruotanti. L'altezza di una striscia dell'immagine corrisponde all'altezza degli elementi presenti nel rivelatore. d) altra realizzazione pratica del sistema di scansione a strisce dell'immagine infrarossa.

dall'altro di uno spazio pari alla larghezza di una riga, e l'ottica di scansione è realizzata in modo da spostare l'immagine infrarossa di questa stessa quantità a scansioni alternate.

La scansione a *strisce parallele (figura 6b)* tende a più che raddoppiare il numero delle righe. Il rivelatore in questo caso è formato da una fila di elementi singoli molto ravvicinati disposti per il lungo; su questi elementi, il sistema di deflessione orizzontale sposta una "fetta" o banda dell'immagine, larga quanto è lunga la fila verticale degli elementi. La deflessione verticale sposta le successive deflessioni orizzontali di una quantità pari alla larghezza di una "fetta".

Un sistema correntemente impiegato per realizzare la scansione parallela a strice impiega uno specchio ruotante *(figura 6c)*.

Questo specchio è formato, in realtà, da tanti piccoli specchi disposti con angoli di inclinazione tali da proiettare sul rivelatore in successione una striscia d'immagine alla volta; questa striscia d'immagine è larga quanto la fila verticale attiva dei rivelatori. Dopo un giro completo, sarà passata sul rivelatore, "tagliata" a strisce, l'intera immagine infrarossa. Un sistema ruotante a 8 specchietti come quello riportato in *figura 6c*, consentirebbe ad un dispositivo formato da 60 elementi, di produrre su un display un'immagine formata da 480 righe (60 x 8).

3) Scansione serie-parallelo

Il sistema di scansione contemporanea in parallelo di una serie di elementi disposti a matrice *(figura 7)*, consente di ottenere una notevole ampiezza del segnale di uscita (caratteristica del sistema di scansione seriale), bassa velocità di scansione e larghezza di banda ridotta (caratteristiche del sistema di scansione in parallelo). Resta però il fatto che munire di collegamenti i singoli elementi di questo particolare rivelatore è un grosso problema tecnologico. In pratica, quindi nei dispositivi previsti per la scansione serie-parallelo, questo inconveniente viene superato assegnando una struttura "a scalino" agli elementi stessi come riportato in *figura 8*; ciò comporta però, a sua volta, un aumento di costo e una maggiore complessità della circuiteria incaricata di elaborare i segnali forniti dai singoli elementi.

Elaborazione del segnale all'interno del chip del rivelatore

L'inconveniente principale del sistema di scansione in serie è costituito come abbiamo sottolineato, dal fatto che la circuiteria di elaborazione del segnale fornito dal rivelatore deve comprendere un numero considerevole di preamplificatori e di linee di ritardo (vedi *figura 3*). Un notevole passo in avanti tendente a semplificare questo aspetto della circuiteria è stato fatto da quando sono stati introdotti i rivelatori SPRITE (*S*ignal *P*rocessing *I*n *T*he *E*lement), inventati dalla Royal Signals and Radar Estabilishment, Great Malvern, e sviluppati dalla Mullard, Southampton (2 e 3).

Un rivelatore SPRITE *(figura 9)* è costituito da una singola striscetta di materiale CMT (tellururo di cadmio e mercurio) avente tre soli collegamenti

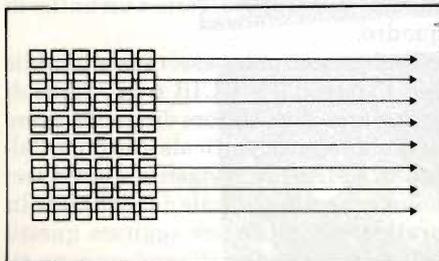



Fig. 7 - Configurazione schematica di un rivelatore adatto per la scansione serie-parallelo di 8 righe di immagine per volta; il segnale di ciascuna riga in questo caso è dato dalla somma dei segnali dei 6 elementi del rivelatore. L'ostacolo principale che questa struttura comporta è costituito dalla difficoltà che si ha per portare al di fuori del dispositivo, i terminali separati di ciascun elemento anche per poterli applicare ai circuiti di elaborazione.

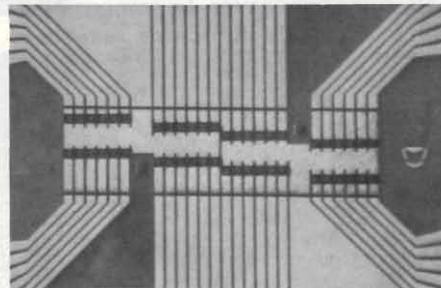



Fig. 8 - Configurazione pratica di un rivelatore previsto per lavorare con un sisema di scansione serie-parallelo 8 x 6. Lo sfasamento dei vari elementi, introdotto per risolvere il problema dei collegamenti con l'elettronica esterna, tende, a sua volta, a introdurre dei ritardi fra le righe dell'immagine, che occorrerà compensare nei circuiti elettronici esterni.

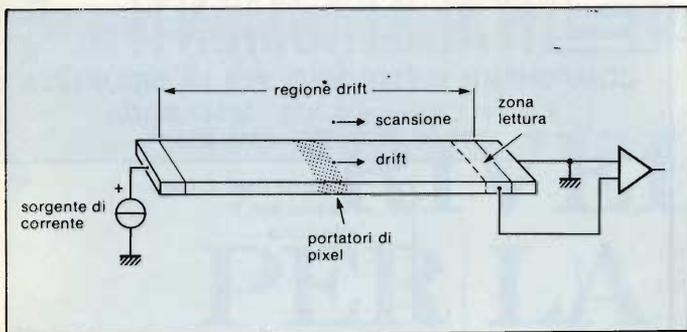



Fig. 9 - Elementi di un rivelatore SPRITE. La striscetta di materiale CMT viene polarizzata in maniera tale che la velocità di scorrimento delle cariche prodotte dalla radiazione infrarossa, risulti uguale alla velocità con cui avviene la scansione dell'immagine infrarossa stessa.

Fig. 11 - Microfotografia dell'area sensibile del chip di un rivelatore sperimentale nel quale gli elementi attivi del rivelatore vengono analizzati mediante un sistema di scansione elettronico anziché ottico-meccanico; la distanza tra un elemento e l'altro è di 40 μm. I circuiti di scansione sono incorporati nel chip assieme ai rivelatori di radiazioni.

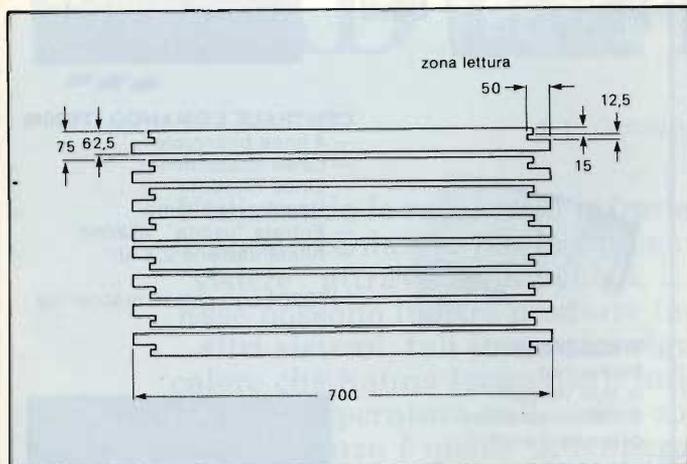



Fig. 10 - Struttura di principio di un rivelatore SPRITE a 8 elementi particolarmente adatto alla scansione parallela; dimensioni in μm.

Bibliografia

1) WOLFE, W.L. e ZISSIS, G.J. (editori). 1978. *"The infrared handbook", The Infrared Information and Analysis* (IRIA) Center, Environmental Research Institute of Michigan.
2) ELLIOTT, C.T. 16 Aprile 1981. *"New detector for thermal imaging systems"*, Electronic Letters, Vol. 17, No. 8.
3) BLACKBURN, A., et al. October 1981. *"SPRITE-a TED detector for high performance thermal imaging systems"*, I.E.E. international Conference on Advanced Infrared Detectors and Systems, London.
4) BAKER, W.D. 1980. *"Infrared focal planes - an evaluation"*, Proceedings of the Society of Photo-optical Engineers, Vol. 217 pp 140-146.
5) BAKER, I., et al. October 1981. *"Staring arrays in the 8-14 μm band"*, I.E.E. International Conference on Advanced Infrared Detectors and Systems, London.
6) *"Amplifying and biasing circuits for photoconductive detectors"*, Mullard Technical Publication M80-0023, Mullard Ltd., London.

esterni; questa striscetta è in grado di rimpiazzare una fila completa di elementi singoli che, come abbiamo visto, si trova in un rivelatore convenzionale a scansione in serie, (*figura 3* in alto). Questa nuova struttura richiede soltanto un unico preamplificatore e nessuna linea di ritardo esterna.

L'elemento sensibile di un rivelatore SPRITE viene "allungato" nella direzione della scansione e polarizzato in maniera tale che la *velocità di spostamento* dei portatori di carica risulti uguale alla *velocità di scansione.* In particolare, via via che un punto di immagine "cammina" lungo la striscetta, i portatori che esso produce "cammineranno" assieme a lui e, continueranno ad accumularsi. Ne consegue che l'integrazione dei segnali, che in un dispositivo convenzionale, viene effettuata dalle linee di ritardo esterne e dai circuiti sommatori, nel rivelatore SPRITE verrà realizzata *all'interno* dell'elemento stesso.

Il rivelatore SPRITE ad 8 elementi, riportato nelle figure 10 e 11, è equivalente, agli effetti delle prestazoni, ad un analogo dispositivo formato da almeno 64 elementi separati, con il vantaggio però di richiedere soltanto 24 collegamenti al posto di 75. Ovviamente, questo comporterà anche una notevole semplificazione di tutta la circuiteria esterna.

Il numero di elementi SPRITE che possono essere inseriti in un singolo rivelatore, è però limitata, come del resto anche in altri tipi di rivelatori fotoconduttivi, dal compromesso che occorre fare tra il raffreddamento realizzabile in pratica e il calore prodotto dalla corrente di polarizzazione del rivelatore.

Prototipi di laboratorio di rivelatori SPRITE a 16 e 24 elementi sono stati da tempo sperimentati e provati in laboratorio.

Rivelatori che fanno a meno dei sistemi di scansione meccanici

Abbiamo visto che il rivelatore SPRITE elimina gran parte dei collegamenti e gran parte della circuiteria esterna richiesta da sistemi a elementi singoli; come quest'ultimi però, per formare un'immagine su un display, ricorre a sistemi di scansione meccanica più o meno complessi. Attualmente si stanno studiando dispositivi che, utilizzando in parte la tecnologia di costruzione dei circuiti integrati, siano capaci di riprodurre un'immagine termica su un display senza ricorrere ai noti sistemi di scansione meccanici. In particolare, questi dispositivi che non ricorrono alla scansione meccanica, verrebbero impiegati, almeno per ora, in quelle applicazioni che trattano non molti elementi di immagine (pixel).

Nella *figura 11* si può vedere il chip di uno di questi dispositivi. La scansione avviene in questo caso per via elettronica ad opera di circuiti incorporati assieme agli elementi del rivelatore. Il sistema ottico si riduce in questo caso alla sola focalizzazione dell'immagine infrarossa sul piano del chip dove si trovano gli elementi sensibili. Scopo finale di questi studi è produrre sistemi a matrice incorporanti 10^5 elementi (4 e 5). ■

RIVELATORI PER LA RIPRESA DI IMMAGINI AD INFRAROSSI

di L. Cascianini e J. A. Chiari

Utilizzando le radiazioni infrarosse naturali presenti nell'ambiente, le apparecchiature per la ripresa di immagini all'infrarosso possono "vedere" attraverso la nebbia, il fumo e anche in completa oscurità. Esse possono inoltre produrre immagini impossibili da ottenere con altri sistemi; tali immagini riguardano, per esempio, le perdite di calore che hanno luogo negli infissi delle abitazioni, la distribuzione della temperatura sulle varie zone del corpo umano, ecc. L'attuale tendenza è quella di realizzare rivelatori all'infrarosso che, eliminando il sistema di scansione meccanico attualmente impiegato, consentano di semplificare l'ottica e l'elettronica delle apparecchiature.

Il sistema di ripresa di immagini all'infrarosso (dette anche immagini termiche), trasforma le radiazioni infrarosse (di per se invisibili) presenti in una data scena, in una immagine ottica, e pertanto visibile. Questa immagine termica non sarà altro quindi che la rappresentazione "viva" delle differenze di temperatura degli oggetti presenti nella scena. Inoltre, per il semplice fatto che questa immagine viene presentata mediante un sistema di righe di scansione (raster), essa assomiglierà più o meno all'immagine che un convenzionale sistema di ripresa TV darebbe di quella stessa scena.

Inizialmente, le apparecchiature per la ripresa di immagini all'infrarosso furono sviluppate come alternativa ai sistemi di ripresa di immagini al buio (visione notturna). I sistemi di visione notturna impiegano com'é noto, tubi intensificatori di immagini (1). Via via però che la tecnologia dei rivelatori all'infrarosso si è venuta affinando, il campo di applicazione delle relative apparecchiature si è di pari passo esteso; attualmente infatti, la ripresa di immagini termiche la troviamo in campo medico e industriale, campi che, come si vede, hanno poca o nessuna relazione con i sistemi a visione notturna.

Vaso "dewar" M3RPY per il raffreddamento di un rivelatore di infrarosso formato da 55 elementi.La finestra è formata da germanio antiriflettente e può ricevere radiazioni infrarosse comprese tra 8 e 13 μm.

Qui di seguito riportiamo alcuni settori dove attualmente si sta introducendo il sistema di ripresa di immagini termiche.

Conservazione e distribuzione dell'energia.

In questo settore, le apparecchiature capaci di fornire immagini termiche servono per identificare parti di caseggiati o installazioni industriali nelle quali si verificano perdite di calore oppure possono essere impiegate per controllare i rivestimenti isolanti delle tubazioni nelle quali scorre aria o acqua calda, ed altre forme di isolamento termico: una funzione questa estremamente utile in questi tempi di crisi energetica.

Termografia medica.
Qui, le immagini termiche possono dare una mappa reale della distribuzione della temperatura in una determinata parte del corpo umano e possono pertanto essere un utile mezzo diagnostico. Il sistema di ripresa di immagini termiche del corpo umano è semplice e privo di rischi sia da parte dall'operatore che del paziente.

Sorveglianza notturna.
I sistemi di sorveglianza attuati mediante apparecchiature a raggi infrarossi possono lavorare (come del resto anche quelle funzionanti con tubi intensificatori d'immagini) in completa oscurità. A differenza dei sistemi radar o ad ultrasuoni, essi non irradiano energia per cui non sono individuabili e localizzabili.

Ispezione aerea.
Le immagini termiche riprese dagli aerei possono rivelare caratteristiche e aspetti geologici ed ecologici che altri sistemi non sono in grado di localizzare.

Rilievi metereologici mediante satelliti.
I gradienti di temperatura e le relative discontinuità rilevate mediante lo studio delle immagini termiche possono integrare considerevolmente le informazioni ottenute attraverso i convenzionali sistemi di rilevamento delle condizioni atmosferiche.

Polizia, vigili del fuoco e servizi di soccorso.
Le apparecchiature per la ripresa di immagini all'infrarosso hanno il vantaggio rispetto ad analoghi sistemi basati su tubi intensificatori di immagine, di "vedere" attraverso la nebbia, il fumo e ovviamente in completa oscurità. Quando il tempo è cattivo e c'é poca

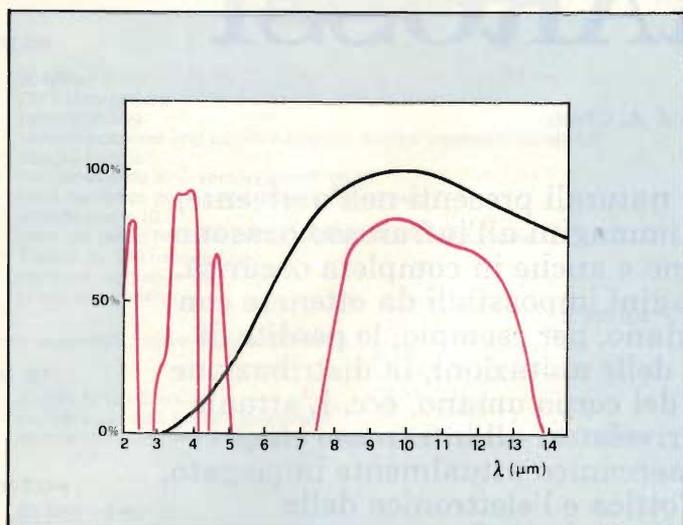



Fig. 1 - L'atmosfera lascia passare molto bene la radiazione infrarossa in corrispondenza di due "finestre" le cui lunghezze d'onda, sono comprese tra 3 e 5 μm e tra 8 e 13 μm rispettivamente. Le curve in rosso indicano la trasmissione dell'infrarosso ad una distanza fino a 1,6 km (1 miglio); la curva nera indica lo spettro di radiazione nel corpo nero a 300 K (+ 27 °C).

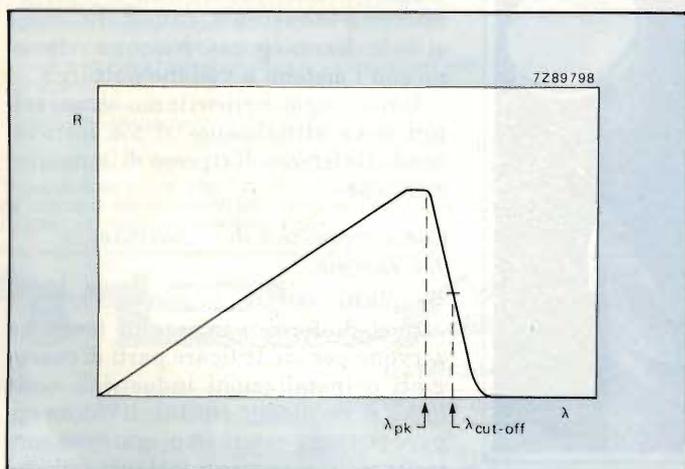



Fig. 2 - La risposta (R) di un rivelatore quantico cade rapidamente subito dopo che è stata oltrepassata la lunghezza d'onda in corrispondenza della quale il semiconduttore impiegato dà la massima risposta; alla lunghezza d'onda di cut-off, la risposta assume un valore pari a metà del valore di picco.

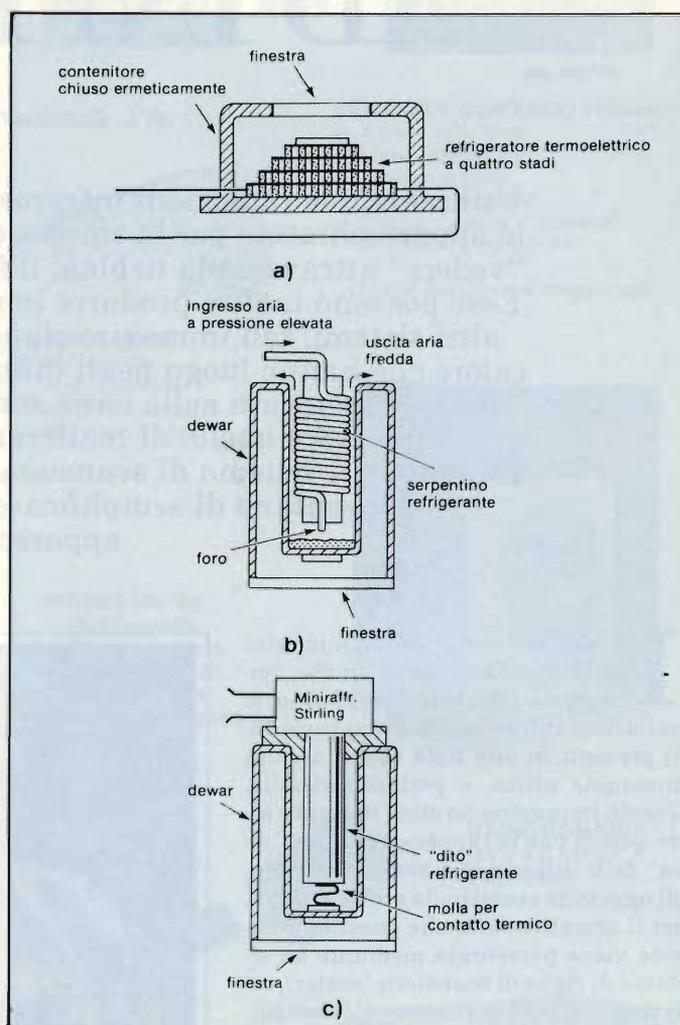
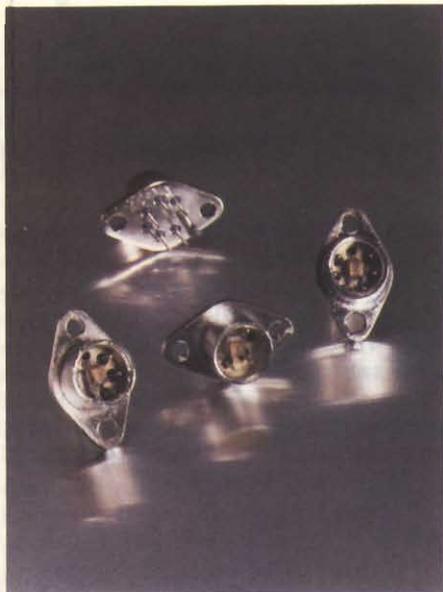



Fig. 3 - Tre sistemi standard impiegati per il raffreddamento dei rivelatori all'infrarosso. (a) Un refrigeratore termoelettrico a quattro stadi basato sull'effetto Peltier, sistemato dentro un contenitore in cui si trova un rivelatore da 3÷5 μm, può raffreddare quest'ultimo in circa 25 secondi e con soli pochi watt, ad una temperatura di 193 K (- 80 °C). (b) Un refrigeratore Joule-Thomson impiegando un gas compresso (per esempio l'aria) può raffreddare un rivelatore da 8÷13 μm fino a portarlo a 80 K (-193 °C). Un rivelatore di questo tipo munito di compressore richiede un tempo di 30 s per raggiungere la temperatura di 80 K. (c) Una macchina refrigerante a ciclo Stirling richiede un tempo di 5÷10 minuti per portare il rivelatore alla temperatura di 80 K. Il fluido impiegato è elio.

Rivelatori di radiazioni infrarosse M4RPY ad un solo elemento. Possono lavorare nella finestra compresa tra 3 e 5 μm. Il raffreddatore è il tipo termoelettrico a due stadi. Il contenitore è riempito con xenon. La finestra è di zaffiro.

Tipica immagine termica ottenuta con rivelatori di radiazioni infrarosse. Siamo a Londra alle ore 17,30 del 28 Nov. 1982.

luce, con queste apparecchiature è possibile distinguere dettagli a distanza che ad occhio nudo non sarebbero osservabili.

Le apparecchiature per la ripresa delle immagini termiche, impiegate nelle applicazioni suddette possono lavorare nelle due "finestre" attraverso le quali l'atmosfera è particolarmente trasparente alla radiazione infrarossa: una di queste finestre ha lunghezze d'onda comprese tra 3 μm e 5 μm, l'altra è compresa tra 8 μm e 13 μm. La radiazione infrarossa degli oggetti che si trovano a temperatura ordinaria (e cioé a 27°C, corrispondenti a circa 300 gradi kelvin; il simbolo dei gradi kelvin è K; zero K corrisponde a —273 °C) coincide esattamente con la finestra con estremi rispettivamente a 8 μm e 13 μm. Le apparecchiature professionali per la ripresa di immagini termiche vengono progettate per lavorare su questa finestra.

A temperature più elevate, il picco dello spettro della radiazione si sposta verso lunghezze d'onda più corte, per cui la finestra compresa tra 3 e 5 μm si dimostrerà più adatta per l'osservazione e lo studio degli oggetti aventi una temperatura più elevata dell'ambiente in cui si trovano.

Le apparecchiature progettate per lavorare su questa finestra sono in genere più semplici e più economiche di quelle che lavorano sulla finestra compresa tra 8 e 13 μm; ovviamente, danno prestazioni notevolmente più basse.

Si tenga inoltre presente che in presenza di umidità, la radiazione infrarossa passa più facilmente attraverso la finestra di 3 ÷ 5 μm che per quella compresa tra 8 e 13 μm (*figura 1*).

Rivelatori di radiazioni infrarosse

Attualmente esistono due tipi di rivelatori di radiazioni infrarosse: i rivelatori *quantici* e i rivelatori *termici*. Nelle apparecchiature per la ripresa di immagini all'infrarosso, vengono impiegati in prevalenza i rivelatori quantici.

Contenitore raffreddato per via termoelettrica. Dentro si trova il rivelatore di infrarosso formato da 64 elementi. Lavora nella finestra 3 ÷ 5 μm. I connettori radiali che si vedono intorno alla finestra sono collegati agli elementi del rivelatore: i due spinotti che si vedono a sinistra vicino alla base di montaggio vanno collegati al sistema del refrigeratore.

1) Rivelatori quantici

In un rivelatore quantico, la radiazione incidente eccita i portatori di carica in eccesso presenti nel materiale semiconduttore in modo direttamente proporzionale all'intensità della radiazione stessa. La risposta è rapida, generalmente dell'ordine del μs.

I rivelatori quantici sono fatti con quei materiali semiconduttori nei quali l'energia richiesta per il salto di banda è inferiore all'energia posseduta dal fotone della radiazione da rivelare. In pratica, l'energia del salto di banda ammonta a circa 0,25 eV per rivelatori che lavorano nella gamma compresa tra 3 e 5 μm, e circa 0,1 eV per quelli che lavorano in quella compresa tra 8 e 13 μm. Stando così le cose, è evidente che il silicio con il suo salto di banda di 1,15 eV e il germanio con 0,75 eV, non sono affatto semiconduttori adatti alla rivelazione delle radiazioni infrarosse. In fig. 2 è riportata la risposta R in funzione della lunghezza d'onda in un rivelatore quantico.

Tra i materiali attualmente impiegati per la realizzazione di rivelatori di infrarosso si distinguono il tellururo di stagno e piombo, e meglio ancora il tellururo di mercurio e di cadmio con il quale vengono fatti i rivelatori detti CMT (CMT = *c*admium *m*ercury *t*elluride). Entrambi questi materiali hanno il vantaggio che variando opportunamente la loro composizione, possono essere adattati a lavorare nella fine-

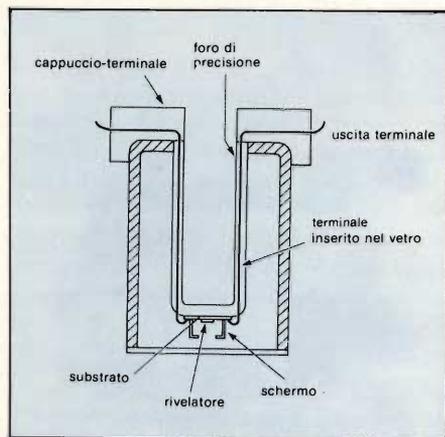



Fig. 4 - Sezione semplificata di vaso "dewar" con montato il rivelatore all'infrarosso. (Un comune thermos per il mantenimento di liquidi caldi o freddi è essenzialmente un "dewar". Possiede infatti due pareti argentate nelle quali è stato effettuato un vuoto spinto).

stra di 8÷13 μm oppure in quella di 3÷5 μm.

Funzionamento

Rispetto al funzionamento, i rivelatori quantici vengono classificati in due categorie: rivelatori *fotovoltaici* e rivelatori *fotoconduttivi*.
In un rivelatore *fotovoltaico*, il campo che si forma in corrispondenza della giunzione p-n separa i portatori di polarità opposta producendo in questo modo una forza elettromotrice (F.E.M.).
In un rivelatore *fotoconduttivo*, è la conducibilità del materiale semiconduttore che tende ad aumentare in proporzione al numero dei portatori in eccesso; il rivelatore viene in questo caso polarizzato in maniera che una variazione di conducibilità produca una corrispondente variazione di tensione.

Il tellururo di stagno e piombo è un rivelatore fotovoltaico. Il tellururo di mercurio e cadmio può essere impiegato anch'esso come rivelatore fotovoltaico; in pratica però viene usato come rivelatore fotoconduttivo.

I rivelatori fotoconduttivi generalmente sono preferiti in quanto è più facile accoppiarli ai relativi amplificatori. In sistemi a prestazioni elevate, impieganti un gran numero di elementi rivelatori disposti uno accanto all'altro, il calore prodotto dalla corrente di polarizzazione può però introdurre problemi di raffreddamento. In questi sistemi, molto probabilmente, in futuro verranno impiegati rivelatori fotovoltaici che non hanno bisogno di alcuna corrente di polarizzazione.

A normali valori di tempertura, il segnale di uscita fornito da un rivelatore quantico di infrarossi *è* molto piccolo, e viene quasi "sommerso" dal rumore termico prodotto in seguito alla generazione e ricombinazione casuale nel semiconduttore delle coppie elettroni-cavità. Per far si che il rivelatore sia sufficientemente sensibile, e tale da poter "distinguere" piccole differenze di temperatura degli oggetti presenti nella scena osservata, e rendere pertanto la risposta nettamente distinguibile rispetto al rumore termico, occorre invariabilmente raffreddare il rivelatore e portarlo a temperature criogeniche, e cioé, a circa 193 K (corrispondenti a —80°C) nel caso di rivelatori che lavorano nella finestra da 3 a 5 μm, e a circa 80 K (corrispondenti a —193 °C), per quelli che lavorano nella finestra da 8 a 13 μm. La *figura 3* mostra tre sistemi di raffreddamento impiegati nei rivelatori di infrarosso quantici.

I rivelatori raffreddati con il sistema Joule-Thomson (*fig. 3b*) e quelli mediante macchine refrigeranti (*fig. 3c*) vengono montati in vasi "dewar" aventi un'apertura estremamente precisa nella quale viene inserito l'elemento refrigeratore (*figura 4*). Il rivelatore vero e proprio viene montato nello spazio ad alto vuoto in corrispondenza della parete di fondo interna, e sistemato in maniera da "guardare" senza ostacoli verso l'esterno attraverso una finestra trasparente all'infrarosso, costituita da materiali come germanio, silicio o zaffiro. Viene circondato con uno schermo la cui apertura frontale ben si adatta all'angolo di convergenza del sistema ottico all'infrarosso situato all'esterno. Nei "dewar" della Philips, i collegamenti elettrici degli elementi del rivelatore vengono realizzati mediante fili incorporati nella parete interna del "dewar" (*figura 5*): una struttura che li protegge dai danneggiamenti prodotti da eventuali vibrazioni.

Fig. 5 - I terminali relativi ai vari elementi di cui può essere formato un rivelatore di infrarossi percorrono internamente la parete di vetro del dewar dalla quale fuoriescono per essere collegati alla parte elettronica del sistema.

I rivelatori raffreddati mediante sistemi termoelettrici (effetto Peltier, fig. 3a), normalmente vengono montati su un contenitore a chiusura stagna la cui piastra di base è strutturata in maniera da stabilire un buon contatto termico con un dissipatore di calore esterno.

2) Rivelatori termici

Costituiscono come già detto, il secondo tipo di rivelatori di radiazioni infrarosse. In questo caso, la radiazione infrarossa incidente sul rivelatore varia le caratteristiche elettriche del materiale di cui è fatto il rivelatore per il fatto che produce in esso una leggera variazione nella sua temperatura.

I rivelatori termici non richiedono alcun sistema di raffreddamento. La risposta alla radiazione termica è molto più lenta di quella dei rivelatori quantici, e di conseguenza, questi tipi di rivelatori sono per lo più impiegati in casi in cui non è richiesta la formazione di una immagine termica. Saranno pertanto molto adatti per realizzare sistemi di rivelazione di incendi, di intrusi e in genere nei sistemi di "percezione" a distanza.

Il Vidicon piroelettrico è invece un dispositivo con il quale è possibile formare un'immagine termica, e che, per realizzare ciò, impiega un rivelatore termico; esso però è in grado di rispondere soltanto alle *variazioni* di temperatura che avvengono nella scena ripresa. Questa caratteristica, che in altri casi è un inconveniente, può essere ovviamente sfruttata nei sistemi di sorveglianza nei quali esso può rivelare qualsiasi forma di movimento che avvenga nella zona osservata. ■

Bibliografia

1. L. Cascianini - *Vedere e fotografare al buio*. Selezione di tecnica Radio TV elettronica N. 2/1982 pag. 30
L. Cascianini - *Telecamera per effettuare riprese in completa oscurità*. Selezione di tecnica Radio TV elettronica N. 2/1982 pag. 38

2. Wolfe, W.L. and Zissas, G.J. (editori). 1978. *"The infrared handbook"*, The Infrared Information and Analysis (IRIA) Center, Environmental Research Institute of Michigan.

SISTEMI DI PROTEZIONE AD INFRAROSSI

di Filippo Pipitone

Il TX-RX a raggi invisibili che presentiamo in questo articolo è in grado di proteggere ambienti contenenti attrezzature o sostanze pericolose che potrebbero causare danno a persone inesperte ed è in condizioni di assicurare un controllo molto ampio di locali; 24 ore su 24, con un raggio d'azione di 15 metri circa.

È noto che uno dei sistemi più usati per la protezione di ambienti o di oggetti contro intrusioni estranee è la barriera a raggi infrarossi. Ma le applicazioni di una barriera formata da un raggio invisibile e che non può essere disturbata dalla luce visibile, sono molteplici. Per esempio, un raggio invisibile può proteggere l'operatore di una macchina pericolosa contro manovre avventate, può provocare l'azionamento di un rubinetto nel caso in cui questo non debba essere toccato, come per esempio durante la lavatura delle mani dei chirurghi. L'interruzione di un raggio luminoso può contare il passaggio di pezzi trasportati su un nastro o simili, oppure può provocare l'apertura di una porta senza toccare la maniglia, come nel caso di aeroporti o stazioni, dove si presume il passaggio di persone con entrambe le mani occupate. L'applicazione come antifurto è resa interessante dall'elevata portata del raggio infrarosso emesso. Il percorso della barriera può essere reso alquanto complicato mediante l'uso di specchi che riflettono in vario modo il raggio prima che questo raggiunga il ricevitore. È evidente come si possano moltiplicare le proprietà protettive di una siffatta barriera. Il trasmettitore infrarosso usa un sistema molto moderno per produrre il raggio. Infatti, un diodo luminescente che emette ad impulsi un potente raggio di luce invisibile è contenuto nella sonda emettitrice. Il fatto che il nostro occhio non avverta la luce infrarossa è un vantaggio non indifferente in quanto nessuno può accorgersi della sua presenza.

Natura della radiazione infrarossa

Dal punto di vista fisico non c'è differenza sostanziale tra la luce visibile e la luce infrarossa. La luce infrarossa è infatti una radiazione elettromagnetica con una lunghezza d'onda che può andare da circa 500 micron a circa 0,7 micron. La luce visibile copre una banda molto più ristretta in quanto la sua lunghezza d'onda va da 0,7 micron a 0,45 micron coprendo tutti i colori dell'arcobaleno. A frequenze superiori troveremo la luce ultravioletta, i raggi X, i raggi gamma, eccetera. La luce infrarossa è detta anche calore radiante, in quanto se supera una certa potenza, produce sulla pelle una sensazione di calore, ed è comunque rivelabile mediante un termometro sensibile. Il calo-

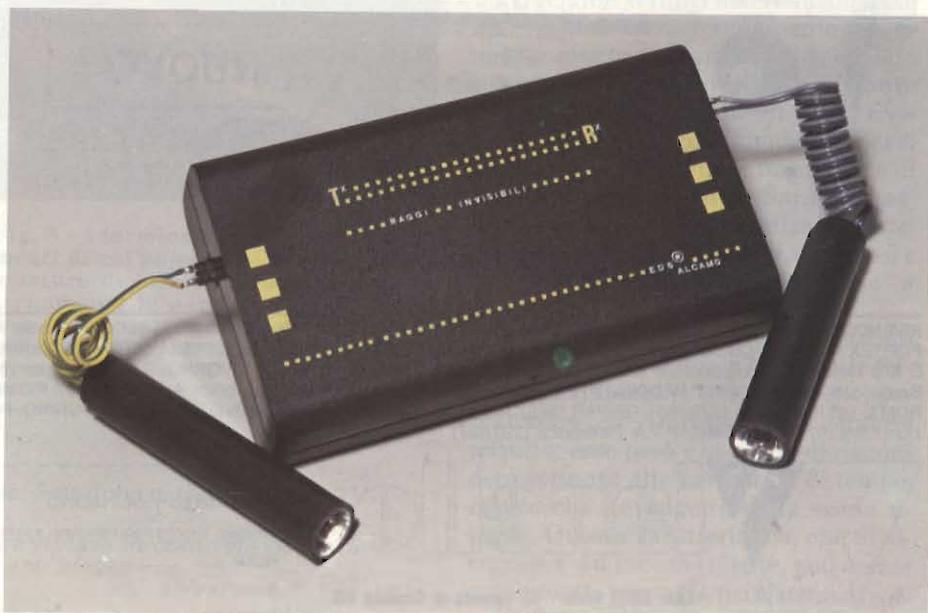



Foto del sistema di protezione a raggi infrarossi a realizzazione ultimata.

re radiante non deve essere confuso con il calore che si avverte toccando un corpo caldo in quanto si trasmette senza che ci sia un contatto materiale tra l'emettitore ed il ricevitore. Naturalmente, tutti i corpi che sono ad una certa temperatura emettono luce infrarossa. Le sostanze viventi ne emettono in quantità maggiore dei corpi inanimati. Per questo, le fotografie eseguite con materiale sensibile all'infrarosso mostrano le pinete e gli animali molto più chiari dell'ambiente circostante. Ma il livello di radiazione infrarossa presente nell'ambiente non potrà in nessun caso disturbare il nostro dispositivo, che è tarato per livelli di emissione molto superiori a quelli emessi dagli oggetti e dalle persone presenti nell'ambiente.

La progettazione del circuito permette di ottenere una potenza di emissione molto elevata usando l'accorgimento di non usare un'emissione continua ma rendendo questa impulsiva. In tal modo si raggiunge lo scopo di permettere il raffreddamento del diodo emettitore negli intervalli in cui non è eccitato. È possibile così ottenere punte di potenza molto elevate nella fase di conduzione. Vedremo in seguito come funzionano questi semiconduttori capaci di trasformare in luce, l'energia loro fornita sotto forma di corrente elettrica. Vediamo ora cosa succede nel diodo emettitore di raggi infrarossi.

Il fenomeno visto dall'esterno, consiste nel fatto che la giunzione del diodo emette luce quando è polarizzata in senso inverso. I diodi emettitori di luce appartengono alla grande famiglia dei dispositivi optoelettronici, ossia dei dispositivi capaci di convertire energia elettrica in energia luminosa o viceversa. Tra questi sono i dispositivi luminescenti che, in presenza di tensione o di corrente, emettono radiazione ottica incoerente. La luce è dovuta ad emissione di fotoni da parte della giunzione e copre un largo intervallo spettrale a seconda del materiale usato. I diodi luminescenti trovano una vasta applicazione nel campo dell'interfaccia antidisturbo tra sensori e circuiti elettronici nel caso di macchine automatiche, nella visualizzazione (display) e nell'illuminazione. La luminescenza è l'emissione di una radiazione ottica ultravioletta, visibile od infrarossa, conseguente ad una eccitazione degli elettroni del solido, escluso il caso di radiazione che sia semplicemente dovuta alla temperatura del materiale (incandescenza).

I diversi tipi di luminescenza possono essere individuati in base alla sorgente dell'energia di eccitazione:

1) fotoluminescenza: nel caso di eccitazione tramite radiazione di altra lunghezza d'onda
2) catodoluminescenza: nel caso di un fascio elettronico (raggi catodici)
3) radioluminescenza: nel caso di azione di particelle veloci e di radiazione ad alta energia emessi da materiali radioattivi

Vista interna del TX-RX a raggi invisibili. Si noti la razionalità nella disposizione dei vari componenti.

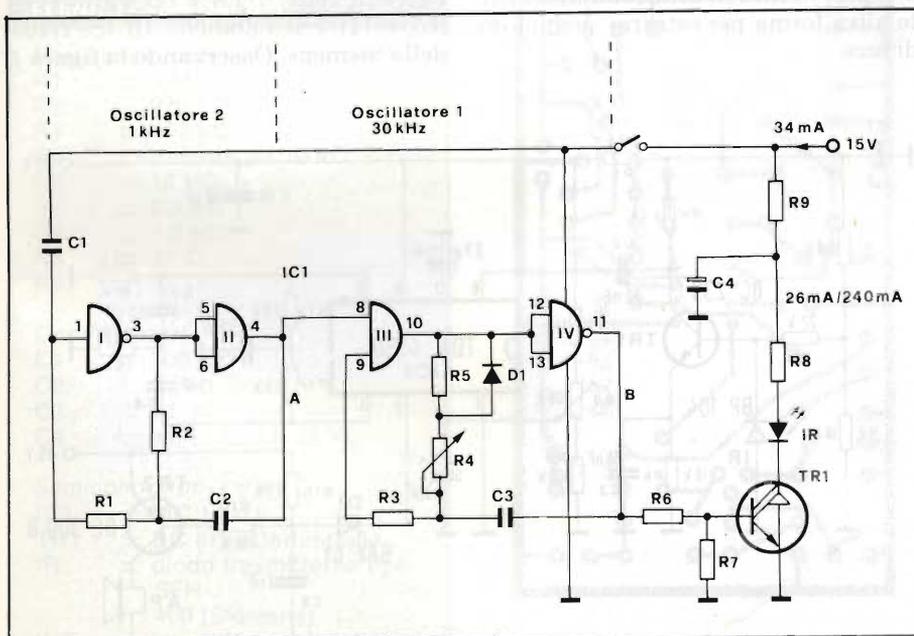



Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore a raggi infrarossi.

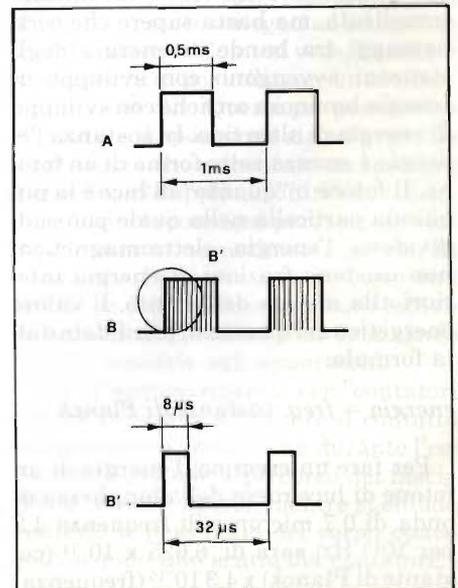



Fig. 2 - Forme d'onda dei due oscillatori relativi a segnali di clock in "A" f = 1 kHz; in "B" f = 30 kHz.

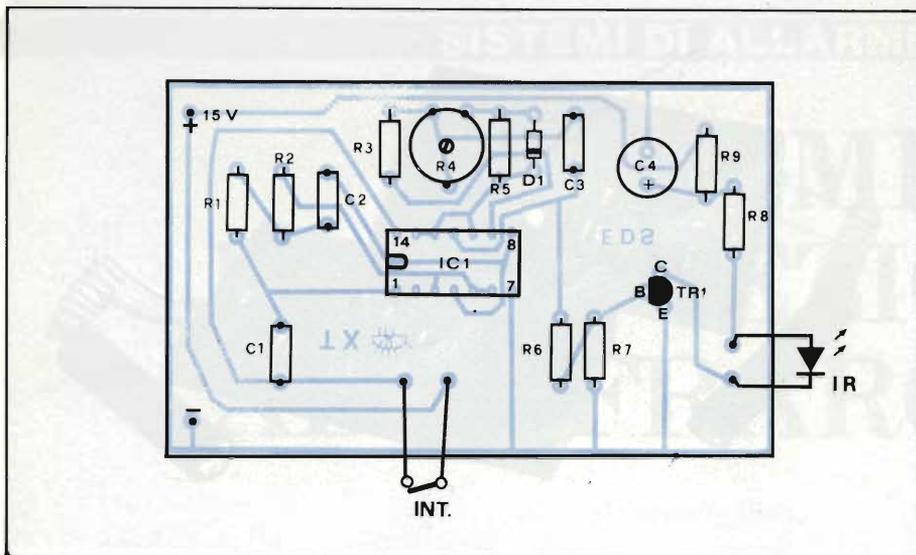



Fig. 3 - Disposizione pratica dei componenti del TX.

ELENCO COMPONENTI

Resistenze		
R1	=	6,8 kΩ
R2	=	18 kΩ
R3	=	22 kΩ
R4	=	4,7 kΩ
R5	=	4,7 kΩ
R6	=	18 kΩ
R7	=	1 MΩ
R8	=	trimmer da 100 kΩ
R9	=	100 kΩ
R10	=	22 kΩ
R11	=	100 kΩ
R12	=	3,9 kΩ
R13	=	3,9 kΩ
R14	=	470 kΩ
R15	=	1,8 kΩ
Condensatori		
C1	=	elettr. 1 μF 25 VL
C2	=	22 nF
C3	=	68 nF
C4	=	elettr. 3,3 μF 25 VL
C5	=	elettr. 3,3 μF 25 VL
C6	=	3,3 nF
C7	=	1,5 nF
C8	=	1,5 nF
C9	=	1 nF
C10	=	elettr. 10 μF 25 VL
Semiconduttori-Varie		
IC1	=	TDA 4050
TR1	=	BC 239C
TR2	=	BC 309B
IR	=	foto diodo tipo BP 104 (Siemens)
D1	=	BAY 61/1N 4148
AP	=	Altoparlante da 30 Ω

Fig. 4 - Circuito stampato in scala 1 : 1 lato rame.

4) elettroluminescenza: nel caso di eccitazione da parte di un campo elettrico o di una corrente.

La spiegazione fisica del fenomeno dell'emissione della luce è un tantino complicata, ma basta sapere che certi passaggi tra bande di energia degli elettroni avvengono con sviluppo di energia luminosa anziché con sviluppo di energia di altro tipo. In sostanza l'energia è emessa sotto forma di un fotone. Il fotone o "quanto" di luce è la più piccola particella nella quale può suddividersi l'energia elettromagnetica: non esistono frazioni di energia inferiori alla misura del quanto. Il valore energetico del quanto di luce è dato dalla formula:

energia = freq. costante di Planck

Per fare un esempio, l'energia di un fotone di luce rossa della lunghezza di onda di 0,7 micron e di frequenza 4,3 per 10^{15} Hz, sarà di: 6,625 x 10^{-34} (costante di Planck) x 4,3 10^{-15} (frequenza) = 2,85 x 10^{-18} joule.

Per ottenere l'energia del fotone in unità più maneggevoli, ossia in elettroniVolt, non avremo che da dividere la cifra di prima per 1,602 · 10^{-19} ed otterremo l'energia del fotone rosso in 17,8 eV. Tale energia equivale a quella che bisogna fornire al semiconduttore sotto altra forma per estrarre quel fotone di luce.

Circuito elettrico del TX

In *figura 1* è illustrato il circuito elettrico del trasmettitore. Come si nota il cuore di tutto il TX è l'integrato IC1 (CD4011) e il fotodiodo IR (SFH400) della Siemens. Osservando la *figura 1*,

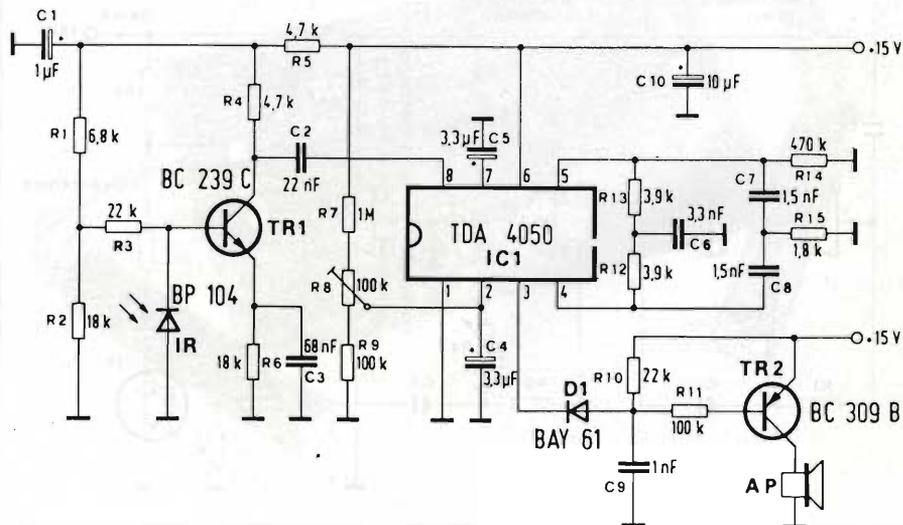
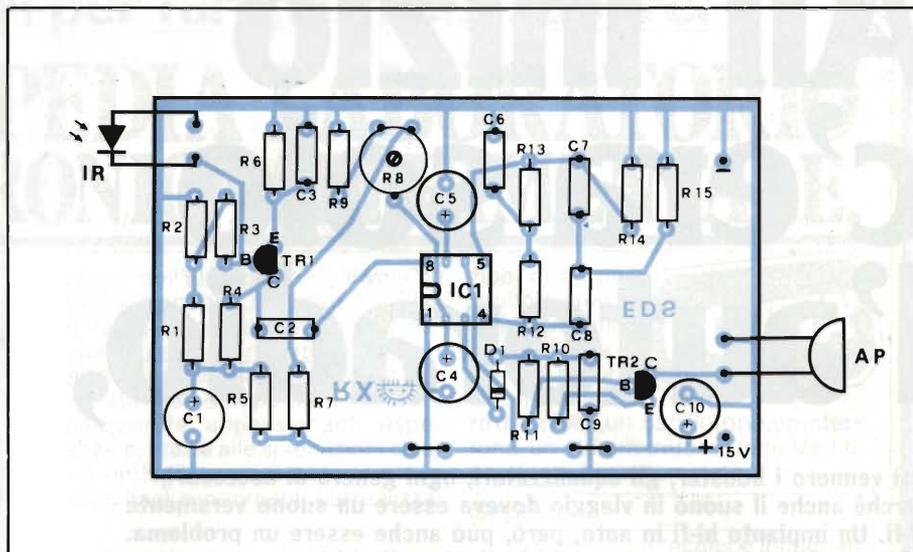



Fig. 5 - Circuito elettrico completo del ricevitore.

vediamo che il trasmettitore è formato essenzialmente da due circuiti oscillatori da 1 kHz e 30 kHz. Il primo costituito dai due NAND (I-II) collegati ai resistori R1 e R2 e ai condensatori C1, C2, sul punto pin 4. Otteniamo così una frequenza di 1 kHz con un periodo di 0,5 ms (vedi forma d'onda *figura 2* "A"). Il secondo stadio è formato dai NAND III e IV e costituisce l'oscillatore a 30 kHz; vedi forme d'onda di *figura 2 "B"*. L'uscita Pin 11 viene collegata al resistore R6 (8,2 kΩ) che pilota il transistore TR1 (BC 875 Siemens), sul cui collettore è collegato il fotodiodo IR (SFH 400) che modulato opportunamente emette un raggio infrarosso invisibile che raggiungerà il circuito RX. Per la messa a punto del TX non esiste nessun problema, basta porlo davanti al ricevitore e regolare il trimmer R4 (R10 kΩ) per la massima distanza (10/15 m).

Montaggio pratico del TX

Il montaggio del circuito trasmittente risulta semplicissimo come mostra la *figura 3* che riproduce il disegno della disposizione pratica dei componenti, mentre la *figura 4* dà il circuito stampato, visto dal lato rame a grandezza naturale. Come prima cosa è consigliabile sistemare il fotodiodo (IR = SFH400) in un contenitore cilindrico del diametro di 10 mm e della lunghezza di 6 cm circa. Il collegamento con il TX andrà fatto con del cavo schermato per "BF"; dopo aver sistemato tutti i componenti sulla basetta facendo riferimento alla *figura 3* è consigliabile montare ICI (CD4011) su opportuno zoccolo.

ELENCO COMPONENTI

Resistenze	
R1	= 1 MΩ
R2	= 270 kΩ
R3	= 100 kΩ
R4	= trimmer da 10 kΩ
R5	= 12 kΩ
R6	= 8,2 kΩ
R7	= 1,2 kΩ
R8	= 47 Ω
R9	= 47 Ω
Condensatori	
C1	= 100 pF
C2	= 1 nF
C3	= 1,5 nF
C4	= elettr. 22 µF 25 VL
Semiconduttori-Varie	
IC1	= MC 14011
TR1	= BC 875 (Darlington)
IR	= diodo trasmittente tipo SFH 400 (Siemens)
INT	= interruttore a levetta

Questo RX riceve il raggio invisibile del TX che viene captato da un sofisticato fotodiodo siglato BP104, che non permette la neutralizzazione del complesso se usato come allarme.

Nella descrizione del trasmettitore abbiamo messo l'accento sul fatto che la modulazione ad impulsi permette di ottenere una maggiore potenza permettendo di diminuire il riscaldamento del diodo fotoemettitore. Ma lo scopo è anche un altro. Infatti un eventuale ladro potrebbe neutralizzare l'intero sistema d'allarme, una volta individuato il ricevitore, semplicemente piazzando davanti ad esso una sorgente infrarossa di adatta potenza. Ma essendo il ricevitore provvisto di un filtro che non permette il passaggio di frequenze diverse da quella del trasmettitore, esso non potrà essere neutralizzato da una sorgente che non sia modulata nel medesimo modo. Siccome la frequenza di modulazione è resa variabile entro certi limiti, sarà impossibile per il ladro, anche se attrezzato ottimamente, di indovinare senza prove la frequenza giusta, mentre nel frattempo il sistema di allarme avrà tutto il tempo di mettersi in azione, essendo la sua risposta pressoché istantanea. Naturalmente la barriera formata dai vari elementi elencati in precedenza costituirà soltanto il sistema di rivelazione dell'intrusione. Per l'azionamento dell'allarme, che potrà essere di vari tipi, i contatti del relé dovranno essere collegati ad un centralino di allarme. Come si vede, l'uscita è stata prevista per utilizzare un altoparlante, o un relé. Questo per permettere di avere a disposizione sia un contatto in chiusura che un contatto in apertura per le diverse applicazioni. Per un sistema antifurto conviene per esempio usare il contatto normalmente aperto, in modo che l'allarme possa funzionare anche se il ladro avesse potuto individuare i fili di alimentazione delle sonde o della corrente agli apparecchi.

Per l'accoppiamento con contatori invece conviene adoperare il contatto normalmente chiuso, che durante l'eccitazione del relé a percorso del fascio libero, risulta aperto, mentre si chiude durante il passaggio del corpo opaco provocando uno scatto del contatore.

Fig. 6 - Disegno serigrafico dei componenti dell'RX.

Fig. 7 - Basetta ramata a grandezza naturale del ricevitore.

Circuito elettrico dell'RX

In *figura 5* viene illustrato lo schema elettrico completo del ricevitore. Il rag-

gio infrarosso proveniente dal trasmettitore, viene raccolto dal fotodiodo IR che, contenuto in un'apposita sonda, viene collegato al ricevitore vero e proprio mediante un cavo schermato, attraverso il quale riceve anche la tensione di alimentazione. Il fotodiodo esegue grosso modo il compito inverso del diodo fotoemettitore, ossia trasforma l'energia elettromagnetica dei fotoni che colpiscono l'elemento sensibile in energia elettrica con andamento proporzionale alla modulazione della luce ricevuta. Al contrario della comune fotocellula o della fotoresistenza al solfuro di cadmio, il fotodiodo è un componente attivo, ossia provvede anche ad una prima amplificazione del segnale. Il fotodiodo in pratica si comporta come un normale diodo nel quale le cariche di solito fornite dalla polarizzazione servono a modulare la corrente tra anodo e catodo, vengono fornite dalla trasformazione dell'energia dei fotoni. Come si nota dalla figura 5 il cuore del ricevitore sono il fotodiodo della Siemens siglato BP 104 e il circuito integrato della stessa casa costruttrice TDA 4050 (IC1). Il segnale d'uscita proveniente dal piedino 3 viene collegato al diodo D1 (BAY 61) e inviato sulla base di TR2 (BC 309B) per mezzo dei resistori R10/R11. L'avvenuto allarme in caso di intrusione viene segnalato direttamente dall'altoparlante (AP) che può essere sostituito da un normale relé. La taratura del ricevitore richiede solo una semplice operazione che consiste nel regolare il trimmer R8 (100 kΩ) per la massima sensibilità dell'RX. Sia il ricevitore che il trasmettitore andranno alimentati con una tensione di alimentazione stabilizzata di + 15V.

Montaggio pratico dell'RX

Il montaggio di questo ricevitore risulta di estrema semplicità. Basta guardare la *figura 6* che riporta il disegno della serigrafia dei componenti disposti praticamente, mentre la *figura 7* illustra il circuito stampato in scala 1 : 1, visto dalla parte ramata; anche per il ricevitore come è stato detto in precedenza il fotodiodo IR (BP 104) andrà montato in un contenitore cilindrico delle stesse dimensioni del TX. ICI andrà montato anch'esso su zoccolo per facilitare un eventuale sostituzione. L'altoparlante invece andrà sistemato all'esterno della centralina TX RX in un punto dove riterrete più opportuno. ■

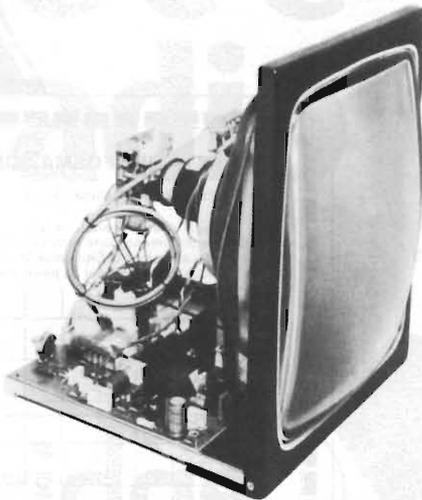
DISPLAY A PAGINA INTERA (10^6 pixel) REALIZZATO CON NORMALI COMPONENTI TV

a cura della Redazione

I progettisti di display alfanumerici EDP possono ora utilizzare hardware e tecnologie già sperimentate e collaudate nel settore della produzione TVC. Il display presentato impiega infatti cinescopio, componenti avvolti e circuiti integrati normalmente utilizzati nei televisori a colori. Questa possibilità consentirà d realizzare più economicamente display alfanumerici/grafici professionali. La frequenza di riga è 64 kHz, la larghezza di banda dell'amplificatore video è 60 MHz.

Un display alfanumerico-grafico a pagina intera (full-page), capace di presentare sul suo schermo fino a 5000 caratteri (10^6 pixel), richiede prestazioni elevate sia dal sistema di deflessione (geometria del raster) sia dagli amplificatori video che devono assicurare la risoluzione richiesta (1).

Per ciò che riguarda la deflessione, queste prestazioni potevano essere realizzate fino ad oggi solo impiegando componenti di deflessione e tubi appositamente studiati per questi scopi. Ora ciò non è più necessario. Il prototipo di laboratorio riportato in figura dà le prestazioni di un monitore professionale pur essendo realizzato con componenti normalmete impiegati in una produzione di serie di televisori a colori domestici.

Il tubo a raggi catodici impiegato non è altro che un convenzionale cinescopio TV bianco e nero, adattato alle esigenze di un display alfanumerico-/grafico. Il suo schermo, con diagonale di 38 cm, è in grado infatti di riprodurre 10^6 pixel. Il giogo di deflessione, nonostante sia stato ristrutturato per funzionare con un tubo con schermo full-page, incorpora le ultime tencologie con cui attualmente vengono prodotti i giochi destinati ai televisori a colori.

Prototipo di laboratorio del display a pagina intera. A richiesta possiamo fornire tutti i dati per la sua realizzazione pratica, compresi i master dei relativi circuiti stampati.

Ciò vale ovviamente per ciò che riguarda la focalizzazione e le distorsioni a cuscino e non la convergenza, trattandosi di un cinescopio bianco e nero. I trasformatori, pilota, finale e per lo spostamento dell'immagine sono invece componenti standard, allo stesso modo dei due circuiti integrati utilizzati nelle basi dei tempi di riga e di quadro.

L'impiego di componenti usati normalmente in TV non offre solo vantaggi economici e estrema sicurezza di funzionamento ma risolve anche problemi di spazio. Infatti, grazie all'angolo di deflessione di 110°, il tubo da 38 cm occupa, in profondità, lo stesso spazio di uno da 31 cm, 90°. Inoltre, il montaggio "push-through" consente di dare al display uno stile più attraente.

Prestazioni

Sono riportate nella *tabella 1*. Le frequenze di riga e di quadro sono, per un raster non interlacciato, fatto di 1066 righe; di queste, solo 1000 sono visibili sullo schermo. L'assenza di interlaccio

elimina il jitter (e cioè l'instabilità della sincronizzazione) e, alla frequenza di quadro di 60 Hz, il flicker (sfarfallio) non è più un problema anche agli elevati valori di luminosità impiegati nel video inverso (bianchi su fondo nero). Potrebbero essere impiegate frequenze di quadro più elevate come richiesto da un quadro interlacciato, ma ragioni tecniche e altre ragioni non consigliano di andare per la scansione di riga oltre la frequenza di 64 kHz.

Nel prototipo riportato nella fotografia si trovano solo i componenti indicati a destra della linea tratteggiata, riportata nello schema a blocchi di *figura 1*. L'amplificatore indicato a sinistra di questa linea, è richiesto solo nel caso in cui il segnale video d'ingresso presenti livelli inferiori a quelli caratteristici della logica TTL. L'alimentatore è un tipo convenzionale a commutazione; lavora a 30 kHz e fornisce una tensione cc stabilizzata nonostante la tensione d'ingresso vari da 185 a 225 V_{eff}.

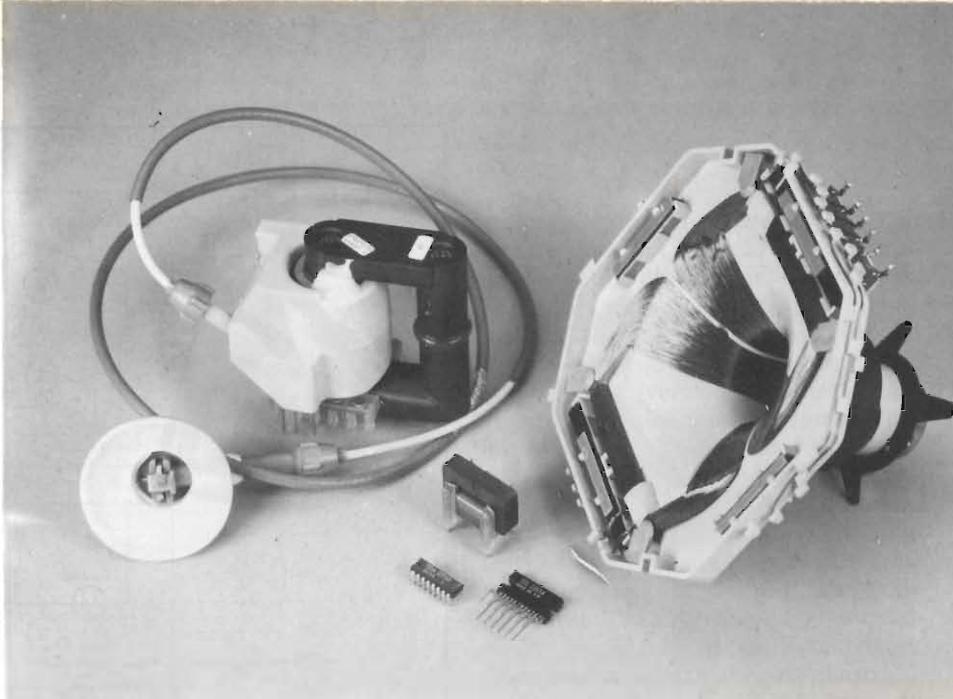
L'eccellente geometria del raster è dovuta in gran parte al giogo di deflessione AT 1039/00. Le bobine di riga e di quadro sono a sella; in ciascuna, gli avvolgimenti vengono strutturati a gruppi di spire ben definite; il che riduce a valori trascurabili le tolleranze dei campi magnetici prodotti. Questa tecnologia, nota come "pin indexed winding", è stata adottata nella realizzazione dei gioghi di deflessione TV da almeno 10 anni, e ha risolto brillantemente delicati problemi di ottica-elettronica introdotti dall'angolo di deflessione di 110° dei cinescopi a colori. Al giogo AT 1039/00 è stato apportato un ulteriore miglioramento e cioè, le bobine senza flangia (*figura 2*). Le bobine infatti (sia di quadro che di riga) non sono più ripiegate verso l'alto in corrispondenza dell'estremità che "guarda" il cannone ma sono adagiate sul collo del cinescopio e "ricoperte" dal nucleo in ferrite. Questa struttura permette di controllare molto facilmente l'ubicazione delle spire in questa zona degli avvolgimenti delle bobine; inoltre, l'anello in ferrite posto sopra gli avvolgimenti blocca eventuali campi magnetici prodotti dalle correnti a frequenza di riga e di quadro circolanti in entrambe le bobine, evitando disturbi R.F. in apparecchiature limitrofe. Questa strutturazione blocca inoltre nei display alfanumerici "l'effetto ringing", che sullo schermo si manifesta come barre verticali in campo bianco. Le caratteristiche elettriche delle bobi-

Componenti principali richiesti per la realizzazione del display alfanumerico descritto.

Tabella 1 - Caratteristiche principali del display

Tubo a raggi catodici	M 38-328
Giogo di deflessione	AT 1039/00
Frequenza di riga	64 kHz
Ritorno di riga	3 μs
Frequenza di quadro	60 Hz
Ritorno di quadro	0,6 ms
EAT	17 kV
Errore di linearità di riga	⩽ 3%
Errore di linearità di quadro	⩽ 3%
Variazioni delle dimensioni del raster per una variazione da 0 a 100 μA della corrente di fascio	1%
Larghezza di banda video con ingresso di 30 V	60 MHz
Ingressi sincronismi	sincronismo composto diretto in senso positivo oppure sincronismi di riga e di quadro separati a livello TTL
Alimentazione	330 mA a 105 V 90 mA a 12 V

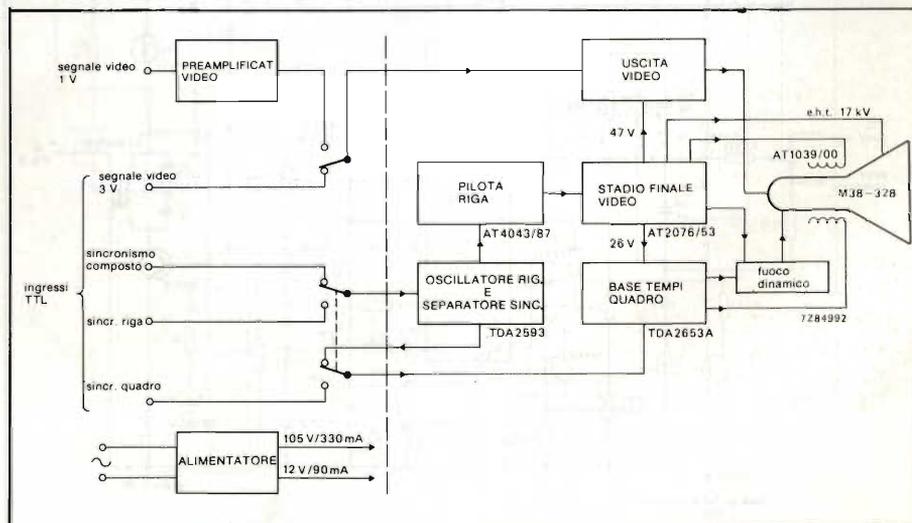



Fig. 1 - Schema a blocchi del display a pagina intera. Il prototipo contiene tutti i circuiti che si trovano a destra della linea verticale tratteggiata di questo schema.

Fig. 2 - Esempi di bobine di riga a sella con flangia (a sinistra) e senza flangia (a destra). La mancanza della flangia semplifica enormemente la struttura della bobina e tutto l'insieme del giogo di deflessione.

ne del giogo AT 1039/00 sono le seguenti:

bobine di deflessione di riga
(collegate in parallelo)
L = 0,23 mH, R = 0,48 Ω
I = 6,18 A da un estremo all'altro della scansione con EAT di 17 kV

bobine di deflessione di quadro
(collegate in serie)
L = 9,1 mH, R = 10,1 Ω
I = 1,3 A da un estremo all'altro della scansione con EAT di 17 kV. Magneti permanenti, regolabili e incorporati nel giogo, provvedono a correggere i residui errori del raster. Per la correzione del raster non occorre quindi nessun altro altro circuito.

Il giogo AT1039/00 è stato progettato per lavorare con un display di tipo full-page (a pagina intera). È noto che in un tubo per display a pagina intera, l'asse maggiore dello schermo risulta disposto verticalmente. Esiste anche un giogo di deflessione per display a mezza pagina; il codice è AT1039/01; siccome in questo caso, la riga di scansione orizzontale è più lunga, la frequenza di riga sarà limitata a circa 32 kHz.

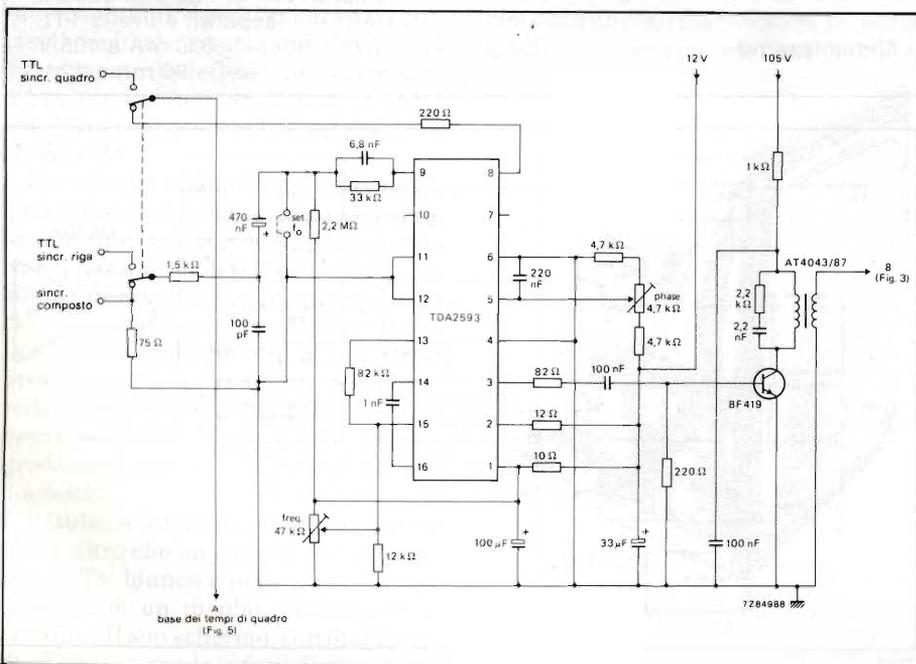



Fig. 3 - Schema elettrico della sezione oscillatore riga e pilota di riga.

Oscillatore e pilota di riga

Il TDA 2593 (*figura 3*) è un c.i. TV che riunisce le funzioni di rivelazione di coincidenza, separazione dei sincronismi e di oscillatore di riga. Alcune funzioni, usate normalmente nei televisori, non vengono nel nostro caso utilizzate: per esempio, il circuito dell'anello di confronto della fase, che nei normali televisori serve a sincronizzare la tensione dell'oscillatore con l'impulso di ritorno; il tempo di immagazzinamento del transistore finale di riga è infatti sufficientemente stabile per cui non si riscontra un apprezzabile *drift* del raster rispetto all'informazione video durante il tempo di riscaldamento del monitore.

Il trasformatore AT 4043/87 accoppia il transistore pilota di riga allo stadio finale; è un trasformatore standard. Possiede avvolgimenti accoppiati molto strettamente. Per ridurre fenomeni di interferenza esterni, il trasformatore pilota di riga è sistemato nel circuito stampato molto vicino al transistore finale di riga.

Stadio finale di riga

Lo stadio finale di riga (*figura 4*) impiega un diodo di ricupero in parallelo come si fa in un normale televisore; il condensatore da 2,2 nF in parallelo al diodo dà un tempo di ritorno di 3 µs. La ridotta induttanza dispersa del trasformatore pilota di riga unitamente al condensatore "acceleratore" e al resistore, presenti nei circuito di base del transistore, assicurano tempi corretti di immagazzinamento e di zener per il transistore finale, per cui quest'ultimo, potrà bloccarsi con la corretta cadenza; il resistore tra base e emettitore serve a smorzare il ringing presente nella forma d'onda di pilotaggio della base.

Il condensatore da 220 nF in serie al giogo (AT 1039/00) serve ad effettuare la correzione a "S" del raster. Il trasformatore AT 4043/29 e il relativo potenziometro consentono di centrare il raster in senso orizzontale. La direzione di questo spostamento può essere cambiata semplicemente invertendo i fili, come indicato nello schema. Siccome alla frequenza di riga di 64 kHz, la resistenza delle bobine di riga è trascurabile rispetto alla loro impedenza, non occorre prevedere alcuna correzione della linearità. In *figura 5* è indicato l'andamento della linearità della scansione di riga.

Fig. 4 - Stadio finale di riga. La possibilità di ricavare da questo trasformatore il segnale di scansione di riga, l'E.A.T. e tutte le altre tensioni di alimentazione richieste dai vari circuiti, compensa il maggiore ingombro richiesto.

Come in un normale ricevitore TV, questo display ricava la tensione E.A.T. e le altre tensioni dal trasformatore finale di riga. Il trasformatore è il tipo AT 2076/53 "diode split", impiegato principalmente nei televisori a colori a grande schermo con una E.A.T. di 25 kV e frequenza di riga di 15.625 kHz. Questo trasformatore, nonostante in questo caso lavori ad una frequenza di riga superiore di circa quattro volte il valore standard, è ancora in grado di fornire una E.A.T. di 17 kV, naturalmente ad un valore di corrente di fascio più bassa come appunto quella richiesta da un tubo con schermo più piccolo e ad un solo cannone. Il trasformatore AT 2076/53, avendo tra primario e avvolgimenti E.A.T., un accoppiamento molto stretto, può lavorare egregiamente entro un campo di frequenze molto estese senza introdurre alcuna distorsione nella forma d'onda del dente di sega a frequenza di riga. Un trasformatore accordato sulle armoniche della frequenza di riga, come normalmente impiegato in molti televisori, non sarebbe adatto al nostro caso.

L'avvolgimento E.A.T. è formato da tre sezioni collegate in serie tramite diodi raddrizzatori incorporati. Il cavo che collega l'estremità dell'avvolgimento E.A.T. all'anodo del cinescopio contiene un resistore bleeder che serve ad impedire eventuali variazioni dell'ampiezza del rater a bassi valori della corrente di fascio.

Gli altri avvolgimenti secondari, presenti sul trasformatore di riga, forniscono le seguenti tensioni:

- 26 V per la base dei tempi di quadro,
- 47 V per l'amplificatore video
- 140 V per i potenziometri della luminosità (griglia 1) e per quello di controllo del fuoco (griglia 3).

Tre spire di filo isolato realizzate sul-

Fig. 5 - Andamento della linearità della scansione di riga.

Fig. 6 - Base dei tempi di quadro e circuito formatore di onda per la focalizzazione dinamica.

la "gamba" del nucleo in ferrite opposta a quella dove si trova l'avvolgimento dell'E.A.T., servono a produrre, per induzione, la tensione di accensione del filamento del tubo.

La tensione per la griglia 2 del cannone si ottiene raddrizzando i picchi di tensione presenti sul collettore del transistore finale. Per potere ottenere la massima risoluzione dell'immagine si sfrutta la massima tensione disponibile, e cioè 700 V, esistente tra griglia n. 2 e griglia n. 1. Anche il partitore di tensione contenente il potenziometro per la regolazione del fuoco è collegato a questo valore di tensione; ciò allo scopo di poter disporre tensioni di regolazione sia di valore positivo che negativo.

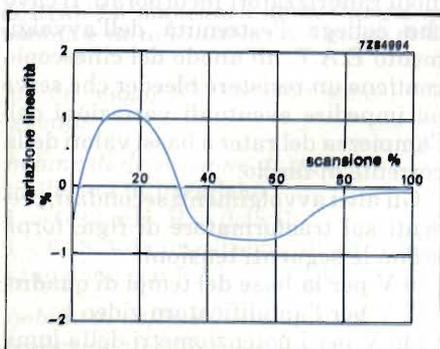



Fig. 7 - Andamento della linearità della scansione di quadro.

Base dei tempi di quadro e circuito formatore di onda

Anche il circuito per la base dei tempi di quadro, e cioè il TDA2653A, (*figura 6*) è un integrato impiegato normalmente in televisione. Può accettare sia impulsi di sincronismo separati a livello di logica TTL, sia impulsi ricavati da un segnale di sincronismo composto forniti dal separatore di sincronismo del TDA 2593 nel circuito oscillatore di riga.

Nel caso di funzionamento con interlaccio, si raccomanda di impiegare impulsi di riga e di quadro separati. Il TDA 2653A incorpora uno stadio finale lavorante in classe B e circuiti di protezione termica e di protezione contro cortocircuiti. Il circuito formatore di onda provvede ad integrare la tensione a dente di sega, presente ai capi del resistore di reazione R, allo scopo di produrre una tensione a parabola, a frequenza di quadro, diretta in senso positivo, da impiegare per la focalizzazione dinamica.

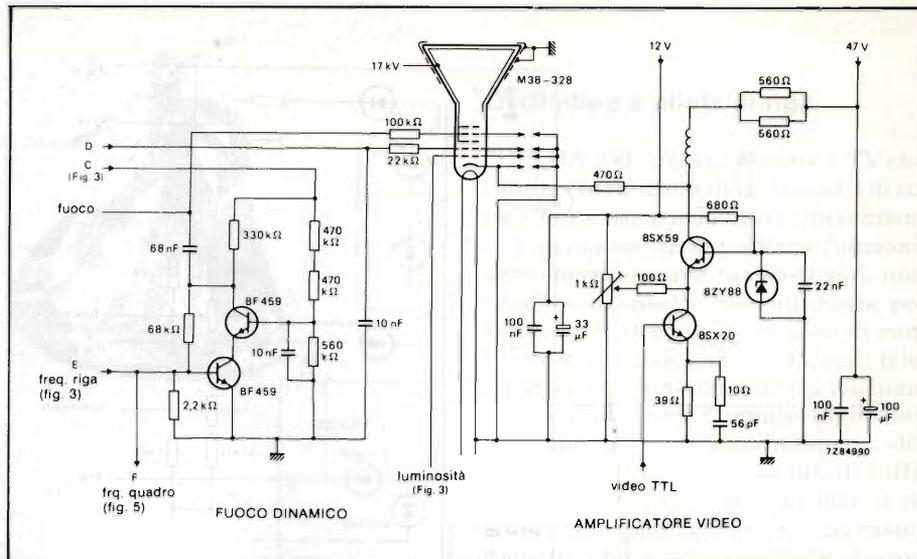



Fig. 8 - Amplificatore video e circuito per la focalizzazione dinamica.

Amplificatore video e focalizzazione dinamica

L'amplificatore video richiede un segnale d'ingresso di circa 4V e dà un'uscita massima di 30V. Il resistore di carico di piccolo valore e la bobinetta di compensazione presente nel circuito di collettore del transistore finale, unitamente ad una certa compensazione presente nel circuito dell'emettitore, fanno sì che la larghezza di banda di questo amplificatore video sia 60 MHz.

Non è previsto alcun circuito di cancellazione; nel caso fosse richiesto un segnale di cancellazione, questo potrebbe essere introdotto nei circuiti logici come parte dell'informazione video da essi fornita.

Nonostante la particolare struttura delle bobine del giogo di deflessione tenda a ridurre al minimo la sfocalizzazione dovuta alla deflessione, qualche piccolo errore di sfocalizzazione rimane ancora, e per correggerlo, si sovrappone alla tensione di focalizzazione presente sulla griglia 4, tensioni a parabola a frequenza rispettivamente di riga e di quadro, ciascuna ampia circa 250V. Per far fronte all'escursione di 500V che si verifica quando la parabola a frequenza di quadro raggiunge la sua massima ampiezza, il circuito di focalizzazione dinamica impiega due transistori collegati in serie. Siccome il tubo possiede un cannone elettronico unipotenziale, la caratteristica di focalizzazione è pressoché piatta, e di conseguenza, non è richiesta una separata messa a punto della focalizzazione dinamica.

Realizzazione pratica del display

Per motivi redazionali non è stato possibile riportare per esteso tutti i dati richiesti per la realizzazione pratica di questo display. A richiesta possiamo però fornire un opuscolo in lingua italiana nel quale sono riportati tutti gli schemi elettrici dettagliati riferiti ai singoli blocchi di figura 1. Gli schemi sono completi dei relativi elenchi dei componenti; nell'opuscolo sono inoltre riportati i disegni (scala 1:1) di tutte le piastre dei circuiti stampati occorrenti e le relative interconnessioni. ■

Bibliografia

(1) L. Cascianini: *Cinescopi per sistemi digitali: tipi e caratteristiche* - Selezione di tecnica R/TV N. 6/82 pag. 29

(2) ing. S. Saporiti: *Terminale video professionale: suggerimenti e progetti* - Selezione di tecnica R/TV N. 6/82 pag. 18 I^a parte - N. 7/8/82 pag. 50 II^a parte.

LA RICEZIONE DEL SATELLITE "METEOSAT"

Parte settima - a cura di John Cox

Come abbiamo detto nella scorsa puntata, la riproduzione delle immagini con una macchina "Fax" (per facsimile), può essere considerata accessoria, ed al limite opzionale. Il display primario della stazione ricevente sarà quindi quello video. Abbiamo iniziato a descrivere il monitore (che conclude l'apparecchio nella sua forma essenziale) nello scorso numero, e completiamo ora l'esposizione relativa.

Questo monitore è ovviamente previsto per mostrare le immagini irradiate dal METEOSAT, ma serve ugualmente bene in sistemi riceventi diversi, concepiti per i satelliti geostazionari GMS e GOES, che trasmettono anch'essi con il formato APT. In più, non serve alcun adattamento per la riproduzione delle immagini inviate dai satelliti che operano sulla banda dei 137 MHz (TIROS, NOAA, METEOR). Le immagini sono costruite riga dopo riga, sul tubo catodico, e quando sono complete, sono riprese da una macchina fotografica.

La scelta del tubo catodico

In un primo momento, si era pensato di utilizzare un comune tubo catodico per oscilloscopio, ma in tal modo si sarebbe avuta tutta una serie di svantaggi; i seguenti:

— I tubi TV, pur avendo uno schermo molto più grande di quello dei CRT per oscilloscopio, ed una tecnologia non inferiore, nel modello monocromatico (per bianco e nero), grazie alla produzione in massa, costano meno; quindi con l'adozione di un elemento oscilloscopico, sarebbe intervenuto un pessimo rapporto tra prezzo e prestazioni.

— La risoluzione di un tubo per oscilloscopio, giunge solo a 200 - 400 linee.

— Anche impiegando un tubo oscilloscopico già "importante", le immagini ricavate sarebbero state comunque troppo piccole, ed il circuito di pilotaggio di un tubo "importante" sarebbe divenuto molto complesso.

— Un tubo oscilloscopico, a causa del piccolo angolo di deflessione, può essere facilmente disturbato da modulazioni spurie, come ad esempio dal campo elettromagnetico irradiato dalla rete ecc.

— Molti tubi oscilloscopici da sette pollici, o analoghi, a parte le difficoltà di accoppiamento date dai potenziali più grandi di 1000-2000 V, per le placchette di deflessione rispetto al catodo o maggiori, e per l'asse Z, risultano o introvabili, o reperibili solo a cifre sorprendentemente alte.

Per tutte queste ragioni, ed alcune altre che sarebbe lungo esporre, in questo monitore si è deciso d'impiegare un tubo monocromatico per TV (in bianco

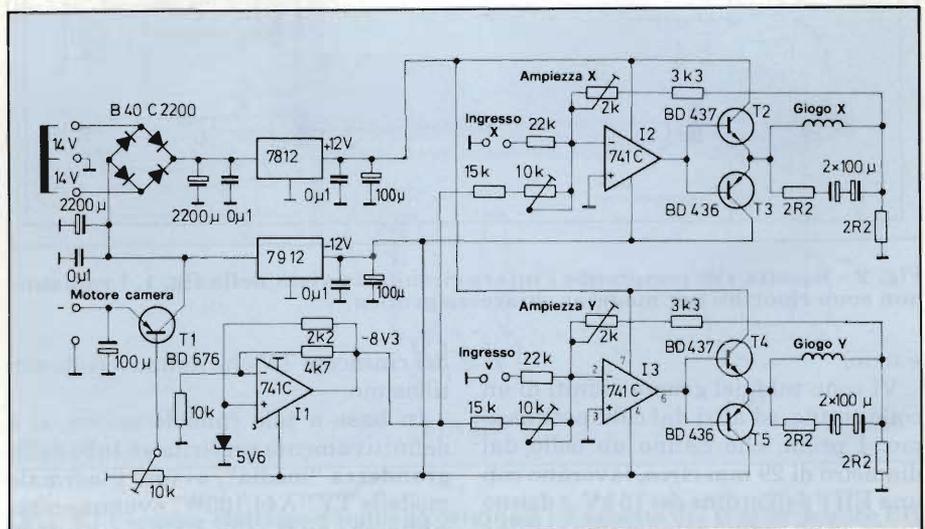



Fig. 1 - Schema elettrico del settore che comprende i due amplificatori finali per la deflessione, gli avvolgimenti di deflessione, l'alimentazione generale e la sorgente di tensione per il motore della macchina fotografica.

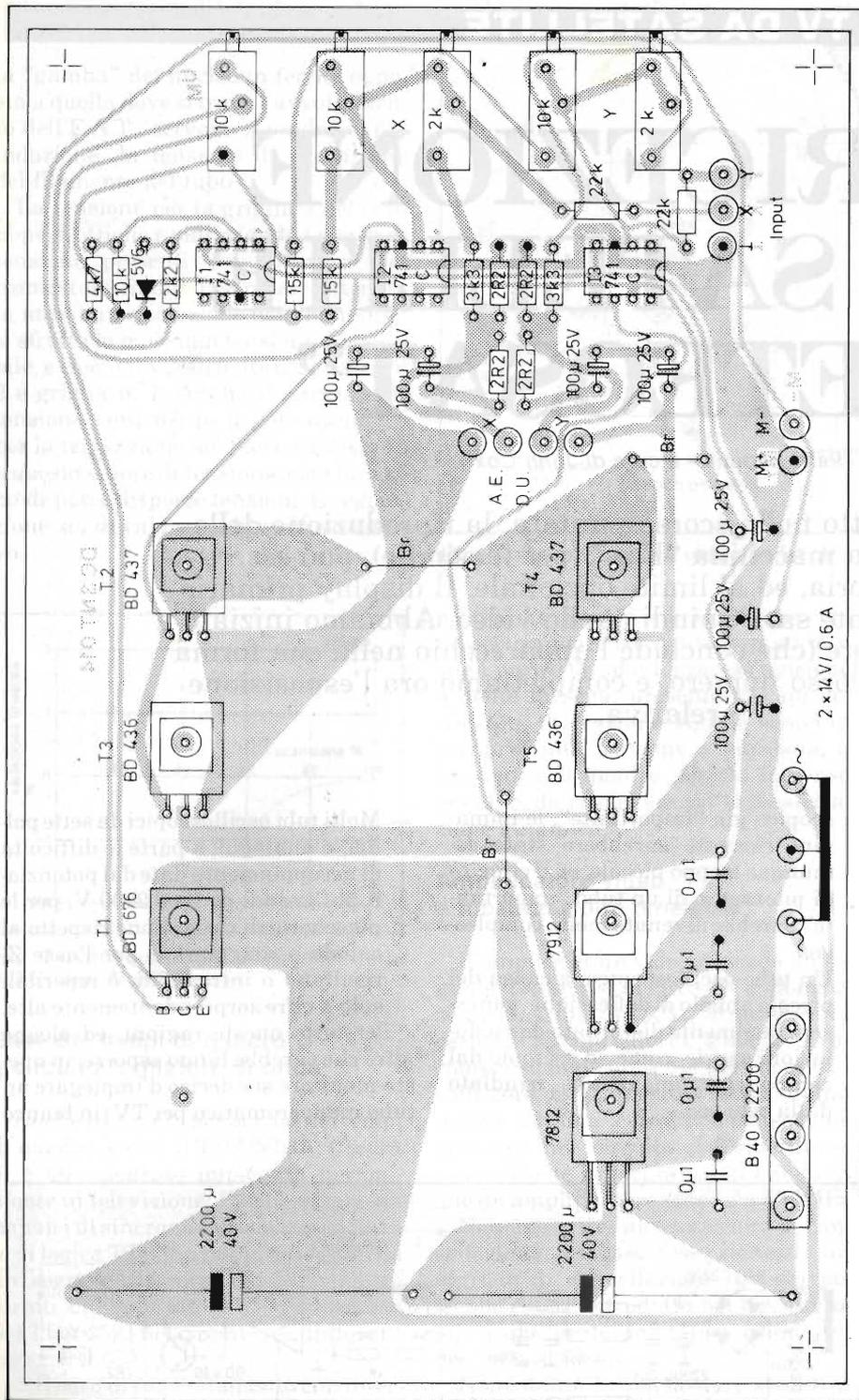



Fig. 2 - **Basetta che comprende l'intera circuiteria vista nella fig. 1. I radiatori non sono riportati per maggior chiarezza grafica.**

e nero).

Vi sono tubi del genere muniti di un collo sottile, ed altri dal collo sottilissimo. I primi, che hanno un collo dal diametro di 29 mm circa, lavorano con una EHT dell'ordine dei 15 kV, e danno luogo ad un raggio catodico più sottile e più brillante, rispetto ai modelli che impiegano una tensione anodica inferiore, dell'ordine di 11 kV, come nel caso dei cinescopi TV che hanno il collo sottilissimo.

In base a tale considerazione, si è definitivamente preferito un tubo dalla grandezza "media", ovvero il normale modello TV "A44-120W" ovunque reperibile, che ha il collo del diametro di 29 mm, e la diagonale dello schermo di 440 mm.

Ovviamente, avendo già a disposi-

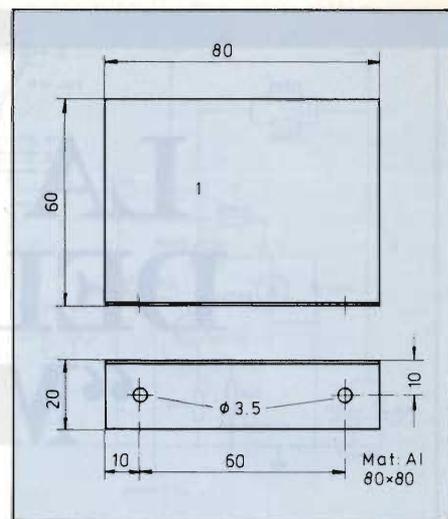



Fig. 3 - Per il completamento del modulo servono quattro radiatori in alluminio, angolati, che abbiano le dimensioni e le forature riportate.

zione dei tubi leggermente più piccoli, anche recuperati, purché assolutamente perfetti, è possibile sceglierne uno per questo impiego.

Il tubo "A44-120W" impiegato nel prototipo, necessita delle seguenti tensioni:

— *EHT*: 15 kV.
— *Tensione per l'anodo acceleratore A2*: + 500V.
— *Tensione del fuoco:* da 0 a +500V.
— *Tensione del catodo:* all'incirca 60V, visto che il cilindro modulatore deve funzionare con tensioni video comprese tra 5 e 10V.
— *Tensione di filamento:* 6,3V con 0,3A

Modifiche al giogo di deflessione

In origine, gli avvolgimenti di deflessione per l'orizzontale ed il verticale comprendono due avvolgimenti parziali, in parallelo per l'orizzontale ed in serie per il verticale.

Per il monitore dei segnali provenienti dai satelliti il collegamento deve essere inverso.

Ciò significa che le due parti del giogo, vanno connesse in serie, per l'orizzontale, dissaldando i terminali che fanno capo alla basetta generale, e poi riconnettendoli nel modo indicato.

Il termistore eventuale posto in parallelo deve essere tolto. Una volta eseguita la modifica, il giogo sarà infilato sul tubo, e quando il settore EHT sarà pronto, lo si deve sottoporre a collaudo come ora anticipiamo.

Innanzitutto, si deve marcare, con un pennarello in grado di scrivere sul vetro, una "maschera" sul tubo attorno al punto centrale. Tale maschera sarà

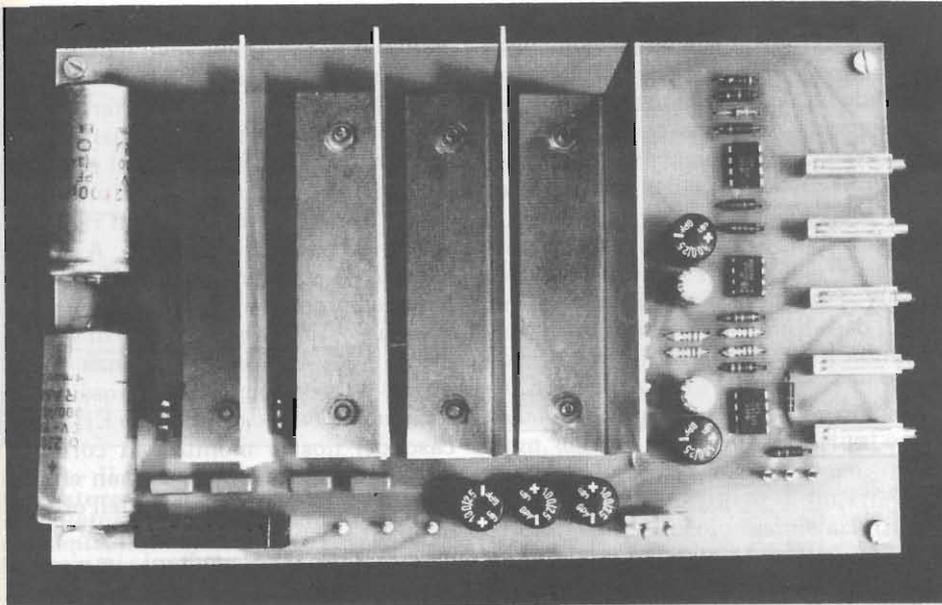



Fig. 4 - Fotografia del modulo ultimato, e con i radiatori stretti sui transistor di potenza e sul regolatore a tre terminali "7812".

quadrata, e dovrà lasciare un bordo non utilizzato all'esterno del CRT, in modo da escludere gli angoli, laddove vi è sempre una certa distorsione che nel nostro caso sarebbe nociva.

Di seguito si alimentarà il giogo con una tensione stabilizzata in cc, interponendo su uno dei capi un tester commutato su di un fondo-scala di 750 mA, sempre in cc. La corrente assorbita dovrebbe essere, molto approssimativamente di 350 A (+/— 50%!). Si ripeterà poi la misura sull'altro avvolgimento.

In tali condizioni, si osserverà la caduta di tensione che avviene; non deve essere superiore a 3,5V nel caso dell'orizzontale (avvolgimento "X") ed a 8V nel caso del verticale (avvolgimento "Y").

Se le tensioni e le correnti misurate rientrano nei limiti detti, il giogo può essere impiegato.

Gli amplificatori di deflessione

Gli amplificatori di deflessione convertono le tensioni "X" ed "Y" provenienti dalla basetta illustrata il mese scorso in correnti di deflessioni proporzionali. Siccome queste correnti devono essere positive e negative, serve l'alimentazione a +12V e —12V. Il circuito elettrico degli amplificatori, che si vede nella *figura 1*, non ha alcuna particolarità di rilievo. La tensione di pilotaggio per la deflessione, ha un potenziale medio di +7,5V, ed è compensata impiegando una tensione negativa di riferimento. La posizione del fascio di elettroni, sarà regolato tramite i due trimmer da 10 kΩ.

Le correnti di deflessione, generano una caduta di tensione nelle resistenze da 2,2 Ω, e queste servono per creare delle controreazioni per gli amplificatori che comprendono un amplificatore integrato, una coppia finale di transistor complementari etc. Il guadagno di ciascun amplificatore può essere variato tramite i potenziometri da 2 kΩ, ed in tal modo si raggiunge la larghezza e l'altezza desiderata per l'immagine.

L'alimentatore di questo modulo, eroga anche la tensione per il motorino del "winder" della macchina fotografica, cioé quello che avvolge automaticamente la pellicola. Il transistor regolatore T1, ha la tensione della base resa regolabile, e trattandosi di un PNP, tale tensione è ovviamente negativa. Il circuito provvede anche alla sincronizzazione. I due avvolgimenti di deflessione, sono riportati nello schema solo per chiarezza, com'é ovvio, per dare al lettore la possibilità di visionare il complesso del circuito senza elementi esterni.

La realizzazione degli amplificatori della deflessione

Anche in questo caso s'impiega una basetta stampata "Eurocard": *figura 2*. I sette semiconduttori di potenza sono montati in modo da poter essere raffreddati con i dissipatori che si vedono nella *figua 3*; di questi ultimi ne servono quattro. Il modulo è progettato in modo tale da rendere non indispensabile un tipo di montaggio isolato; tuttavia è necessario che i dissipatori non vadano a toccare alcun'altra parte del sistema.

I cinque trimmer che si vedono allineati sul bordo della basetta, devono poter essere raggiunti con facilità, durante le operazioni di allineamento, quindi, la basetta deve essere sistemata nel monitor tenendo in buon conto questa esigenza.

Il modulo EHT

Scelta del trasformatore d'uscita e modifiche relative

Progettando il monitor, si è sempre

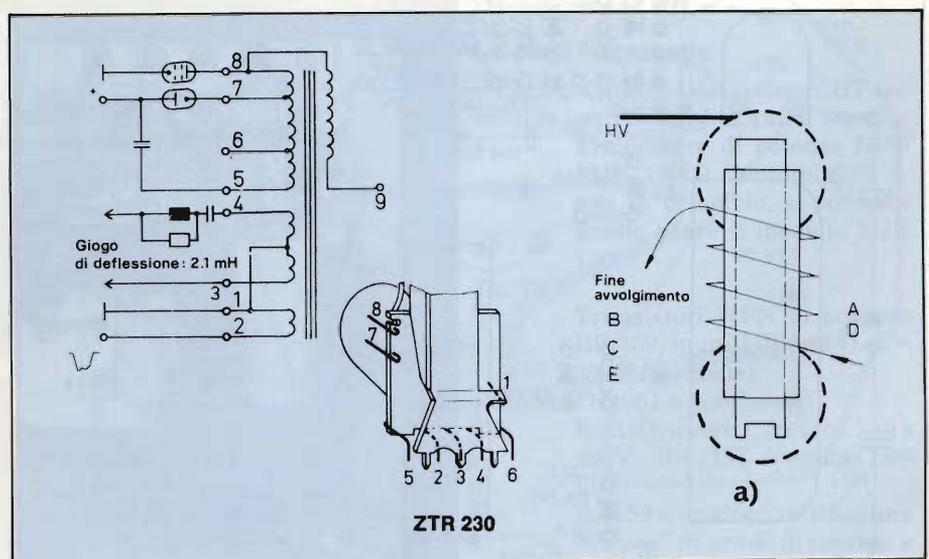



Fig. 5 - Circuito elettrico d'impiego originale ed aspetto del trasformatore EHT consigliato. Si tratta di un elemento previsto per un televisore a 110°, con 2,1 mH d'impedenza per il giogo di deflessione orizzontale, con un rettificatore da 18 kV, e con i tubi PL500 e PY 88. a) - Direzione di avvolgimento per le bobine da aggiungere (si veda il testo).

Parti necessarie per la realizzazione degli amplificatori

T1: Transistor Darlington di potenza PNP modello BD676 (Siemens).
T2, T4: Transistor di potenza NPN BD437 (Siemens o Telefunken).
T3, T5: Transistor di potenza PNP BD436 (Siemens o Telefunken).
I1 - 13: Amplificatori operazionali 741C oppure TBA 221 B.
Stabilizzatori: positivo a 12V, 7812; negativo a 12V, 7912.
Rettificatore a ponte: B40 C 2200.
Diodo zener: C5V6.
Condensatori elettrolitici: due da 2200 μF/40V. Sette da 100 μF/25V.
Condensatori isolati in film plastico: quattro, da 0,1 μF.
Trimmer multigiri: due da 2 kΩ dieci giri; tre da 10 kΩ, sempre a dieci giri.

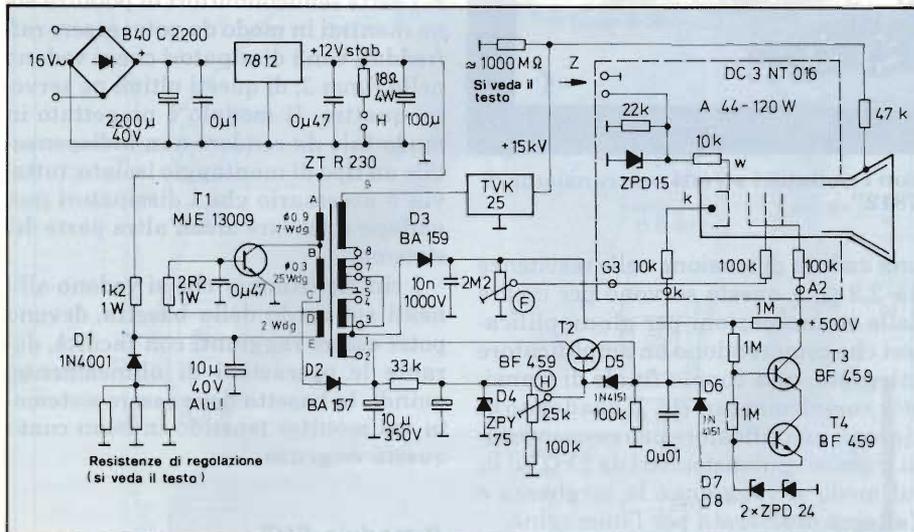



Fig. 6 - Il sistema EHT genera 15 kV impiegando un oscillatore bloccato autoeccitato ed un triplicatore di tensione. Le parti comprese nel tratteggio, sono quelle della basetta di figura 10.

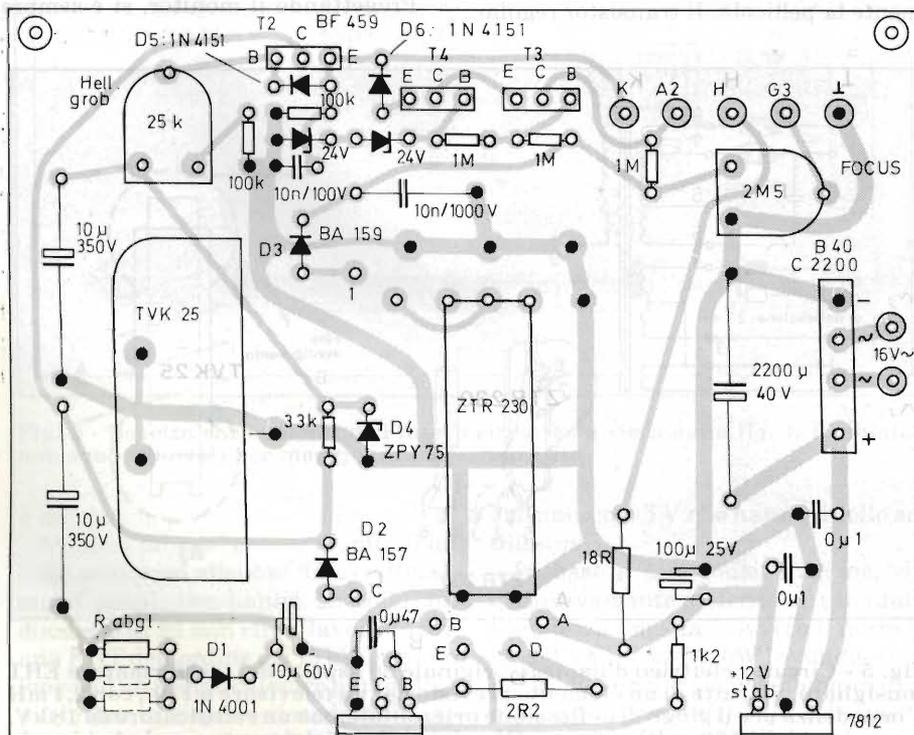



Fig. 7 - Basetta EHT, lato parti.

cercato di utilizzare parti convenzionali per TV. Tuttavia, evidentemente, l'apparecchio deve funzionare con dei segnali che sono molto differenti rispetto a quelli televisivi, e così come è stato necessario modificare il giogo di deflessione, sarà necessario intervenire anche sul trasformatore di riga.

Nel caso delle immagini APT, lo schermo è esplorato ogni 200 secondi, mentre nel campo TV, la stessa funzione si ha in un cinquantesimo di secondo. Si ha quindi una differenza di 1 : 10.000 che corrisponde approssimativamente al carico del circuito EHT; nel caso del nostro monitor, la corrente EHT è talmente bassa da non essere virtualmente misurabile (è dell'ordine del nA!).

I trasformatori moderni, impiegati per gli apparecchi TV monocromatici, portatili, a transistori, non possono servire per il nostro impiego, perché sono impregnati e non sono assoggettabili a modifiche. Si è scelto pertanto un trasformatore di riga piuttosto anzianotto, previsto per apparecchi valvolari, ancora reperibile, il modello ZTR 230. La *figura 5* riporta lo schema di utilizzo originale.

La tensione EHT è prodotta dall'avvolgimento (rocchetto) originale, appositamente previsto. Si devono però aggiungere tre altri avvolgimenti che servono per l'elevatore. Non si tratta di un lavoro troppo difficile, visto che si prevedono appena due, sette e ventincinque spire, rispettivamente. Gli avvolgimenti da aggiungere sono indicati come A/B (sette spire di filo in rame smaltato da 1 mm); B/C (venticinque spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm), ed infine D/E (due spire di filo isolato). Tali designazioni sono riportate nello schema elettrico del modulo: *figura 6*. La *direzione* degli avvolgimenti, che è molto importante e deve assolutamente essere rispettata, la si vede nella *figura 5a*.

Lo schema del modulo EHT

La tensione EHT è generata da un oscillatore di autoinnesco, del tipo bloccato, dal rocchetto apposito e dal rettificatore TVK 25. Per compensare le perdite che si verificano nel trasformatore, e che non possono essere calcolate aprioristicamente, perché dipendono anche dalla qualità degli avvolgimenti aggiuntivi, s'interviene sulla polarizzazione del transistor MJE 13007 (si vedano le resistenze collegate in parallelo ed indicate dall'asterisco).

Per essere certi che lo schermo fluorescente non possa essere bruciato in cer-

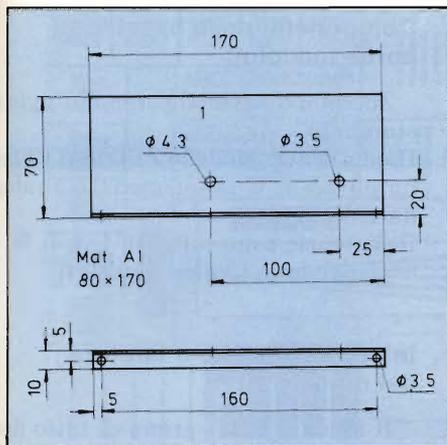



Fig. 8 - Il transistor MJE 13009 ed il regolatore 7812 devono essere fissati al radiatore che si vede, quotato. Naturalmente, il transistor deve essere isolato con l'apposita lastrina di mica ecc.

ti punti, all'interno, la tensione dell'elettrodo modulatore è limitata a +15V (-33V rispetto al catodo!).

Allo scopo, si prevede un'apposito diodo zener, che è montato sulla basettina che regge anche lo zoccolo del tubo.

Se la tensione del catodo, in tal modo, scende al di sotto di +48V, minacciando di far crescere troppo l'intensità del raggio catodico, la tensione U_{A2} è ridotta. Dopo un adatto periodo di studio, il sistema detto è risultato l'unico praticamente attuabile, visto che non è possibile realizzare la protezione in nessun altro modo.

Tuttavia, prima di accendere il monitore per la prima volta, o quando si effettuano degli allineamenti, si deve porre la massima attenzione nei confronti di questo particolare, come sarà detto anche in seguito. La tensione EHT è caricata impiegando una resistenza, che serve ad azzerarla dopo lo spegnimento dell'apparecchio.

È da notare, che la resistenza in questione, deve avere un valore d'isolamento altissimo: 18 kV. Per rintracciarla facilmente, è bene scegliere un elemento previsto per l'utilizzo all'interno di un "probe" EHT. Un'alternativa, potrebbe essere il recupero di una resistenza da alcune centinaia di Mega Ohm, del tipo impiegato in certuni vecchi televisori al medesimo scopo.

Ad evitare l'insorgere di un effetto-corona, ed il pericolosissimo scintillio nel trasformatore, è necessario che la resistenza di scarica abbia il terminale "caldo" ricoperto da un cappuccio in plastica, e se possibile, è meglio che l'intera resistenza sia inclusa in un tubetto in plastica ad alto isolamento. Se proprio la resistenza detta si manifestasse introvabile, sarebbe sempre possibile costituirla impiegando almeno dieci resistenze connesse in serie, ciascuna da 22 Mega Ohm. Queste ultime, dovrebbero poi essere "mummificate" realizzando un blocchetto isolato a 18.000V circa con l'impiego di Araldite o analogo. In ogni caso, è bene che la resistenza (o il gruppo di resistenze) sia tenuta lontana dalle altre parti.

La realizzazione del modulo EHT

A parte la resistenza scaricatrice predetta, tutte le altre parti del modulo EHT sono poste su di una basetta da 170 mm per 145 mm, dalla ramatura singola. La *figura 7* mostra tale basetta. Il transistor oscillatore, e lo stabilizzatore a 12V devono essere montati su di una aletta raffreddatrice alta 70 mm (lo MJE 13009 deve essere isolato!), come si vede nelle foto che seguono, e nella *figura 8*. I cinque capicorda che si scorgono nell'angolo in alto a sinistra di figura 7, saranno connessi alla basetta che porta lo zoccolo per il tubo, tramite un cavo pentapolare abbastanza lungo. Anche la tensione del filamento del CRT, naturalmente giungerà alla basetta portazoccolo (terminale "H"), si tratta di cc, ad evitare ogni prodotto del ronzio. L'intensità di filamento è limitata a 300 mA tramite una resistenza da 18 Ω.

Fig. 10 - Basetta porta-zoccolo del tubo.

Fig. 9 - Foto del prototipo della basetta EHT.

Le parti necessarie

Per il montaggio del settore EHT servono le parti dettaglite qui di seguito:

T1: Transistore di potenza NPN MJE 13009 (Motorola) in linea di principio, si potrebbe anche usare il modello MJE 13007.

T2, T3
T4: Transistori NPN di potenza BF 459, muniti di una U_{cBo} = 300V (Siemens).

D1: 1N4001 o similare.

D2: Rettificatore "veloce" da 400V. BA 157 (oppure 159) ITT.

D3: BA159 o analogo rettificatore "veloce" in grado di operare a 1000V (ITT).

D4: Diodo zener da 75V: ZPY75 (ITT), oppure BZY 97 C 75 (Siemens).

D5, D6: Diodi 1N4151 o similari.

D7, D8: Diodo zener da 24V: ZPD24

Fig. 11 - Montaggio delle varie parti sulla basetta porta-zoccolo.

(ITT), oppure BZX 97 C 24 (Siemens).
Ponte rettificatore: B 40 C 2200 (Siemens).
Stabilizzatore sul positivo: 7812 (per 12V).
Trasformatore EHT: Si veda il testo.
Rettificatore EHT: Modello a molte celle per TV, EHT TVK 25.
Condensatori elettrolitici: ne serve uno da 2200 µF/40V e due da 10 µF/350V, nonché uno da 100 µF/25V, uno da 10µF/40V. Al posto dei detti non si devono impiegare degli elettrolitici del tipo al tantalio.
Condensatori a film plastico: ne serve uno da 10 nF/1000V, uno da 10 nF/100V, ancora uno da 0,47 µF e due da 0,1 µF.
Potenziometri trimmer: ne serve uno da 2,5 MΩ, ed un altro da 25 kΩ.
Resistenze fisse: sono tutte da 1/4 di W al 5%, salvo le seguenti: 2,2 Ω, 4W. 18 Ω. 2W. 1,2 kΩ, 1/2W.

Le resistenze di regolazione per la polarizzazione della base del T1, possono essere tre, ciascuna da 22 Ω/1W. Comunque si veda il testo. La resistenza EHT deve avere un valore compreso tra 220 e 1000 MΩ (si veda il testo) e deve poter presentare un isolamento di 18 kV.

La basettina porta-zoccolo

Questo piccolo circuito stampato da 40 per 40 mm, non ha un corrispondente schema elettrico "a parte" e serve per sorreggere diversi componenti che devono essere posti in prossimità dello zoccolo del tubo, dettagliati nello schema elettrico generale, figura 6, all'interno del riquadro a tratteggio. Il segnale video sarà presentato al terminale "Z"; il relativo amplificatore lo abbiamo visto nella puntata scorsa.

Le piste dello stampato, sono disposte in modo tale che non possa avvenire alcuna scarica, o arco. Per tale ragione, la massa del tubo deve far capo su questa basetta. La *figura 10* mostra il pannellino completo, e la *figura 11* il piazzamento delle parti.

Componenti della basettina porta-zoccolo

Zoccolo: tipo Octal per montaggio su stampato.
Diodo Zener: Modello ZPD15 (ITT) oppure BZX 97 C 15 (Siemens) o analogo da 15V.
Resistenze: sono tutte da 1/4 di W, al 5% (si vedano i valori riportati).

Interconnessione e taratura del modulo EHT

Il modulo EHT, prima di tutto deve essere provato senza connettere ancora il tubo. L'esatta tensione EHT, sarà regolata prima di tutto sostituendo una delle resistenze di regolazione per la polarizzazione con un trimmer da 50 Ω. L'allineamento lo si inizia con il valore di resistenza più elevato, e poi lo si riduce sino a riscontrare una EHT di 14,5-15 kV. Stabilito il giusto valore, il trimmer sarà misurato e sostituito con una resistenza fissa dal valore identico. In pratica, la combinazione delle resistenze darà luogo ad un valore di circa 7 Ω, e la potenza complessiva sarà all'incirca di 2W.

Si misurerà poi la tensione all'anodo U_{A2}, che deve essere dell'ordine dei 500V. Durante questa prova, si deve far attenzione, perché il valore si presenta sull'impedenza di 1 MΩ circa, quindi serve uno strumento che prati-

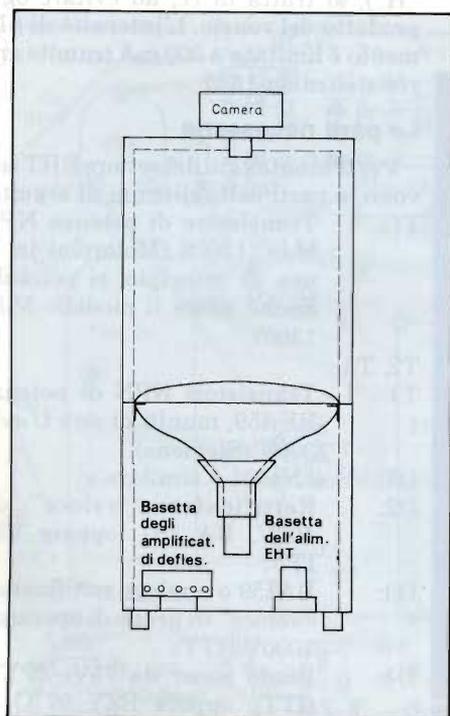



Fig. 12 - Assemblaggio generale del monitor, realizzato dall'autore tramite un mobiletto in truciolato.

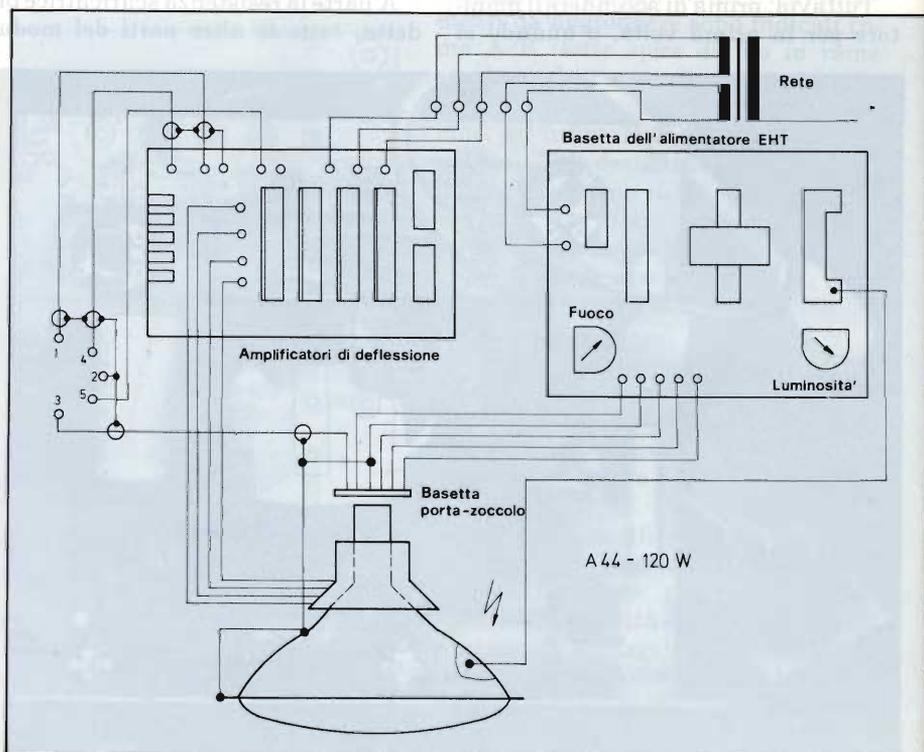



Fig. 13 - Cablaggio generale del monitor.

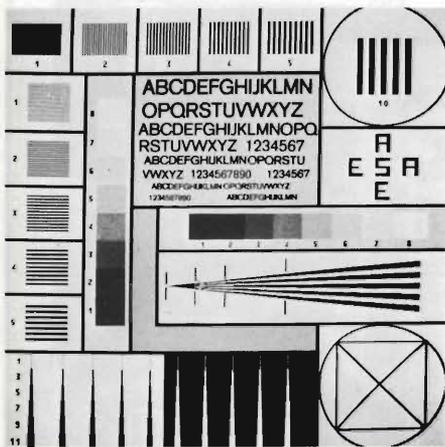
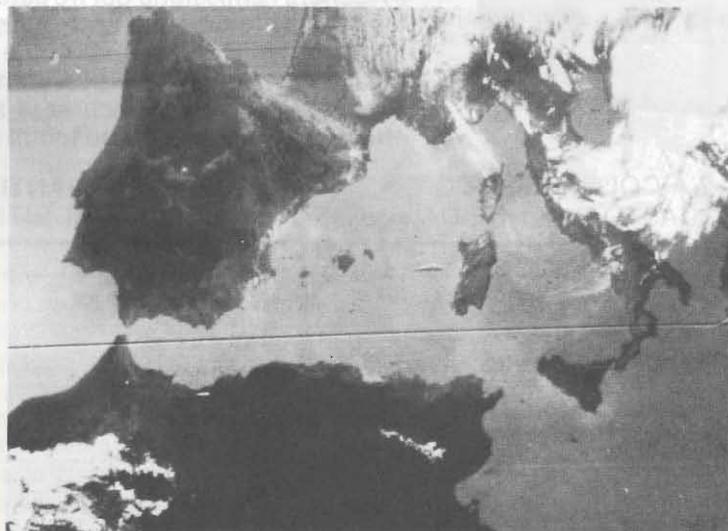



Fig. 14 - Monoscopio irradiato dal METEOSAT e fotografato con il monitore descritto. Si nota una eccellente risoluzione, una buona scala dei grigi ed un dettaglio in sostanza, molto valido. Espandendo l'immagine verso gli angoli del cinescopio, s'incorre in una certa distorsione, da evitare.

camente non applichi un proprio carico al circuito. Misurate le altre tensioni, è possibile collegare il CRT.

Ad evitare la bruciatura dei fosfori posti all'interno dello schermo, il pennello elettronico deve essere deflesso con la tensione alternata a 50 Hz, facendo scorrere un'intensità di 200 mA.

Il risultato sarà una linea brillante che attraversa lo schermo del tubo. La luminosità può essere variata regolando la tensione c.c. dell'elettrodo modulatore (ingresso "z" della basetta portazoccolo). Se il modulo EHT funziona correttamente, è possibile provare gli amplificatori della deflessione, e regolarli come è stato detto in precedenza per ottenere un "raster" formato APT.

L'assemblaggio del monitore

Abbiamo già detto che il contenitore del complesso può essere indifferentemente ligneo, plastico o metallico. Il tubo sarà affacciato verso l'alto. La *figura 12* mostra una soluzione costruttiva adottabile, e che infatti è preferita da vari studiosi che si dedicano alla ricezione dei segnali irradiati dai satelliti. Come abbiamo citato "en passant" mobiletti del genere sono reperibili nel surplus con una certa facilità, perché sovente sono impiegati per videografica (realizzazione di cartoni animati tramite computer ecc.), elettromedicali, riprese di teletext e simili. Se non si trova nulla di pronto (eppure non dovrebbe essere difficile!) il mobiletto può esser semplicemente costruito o fatto costruire in truciolato di legno: soluzione tanto semplice quanto economica.

All'interno è necessario collocare il sistema di sostegno del tubo, con una maschera sostenuta con quattro squadrette angolari.

Sul piano superiore, è necessario praticare un'apertura precisa, tagliata con un seghetto, calibrata per ricevere l'adattatore della macchina fotografica. L'altezza di tale adattatore, che può essere un tubo di PVC o simili verniciato in nero opaco all'interno ed all'esterno, dipende dalla lunghezza focale dell'obiettivo della macchina. Se si utilizza una fotocamera reflex, la distanza più favorevole può essere determinata focalizzando il quadro tracciato a pennarello sul vetro del tubo (si veda quanto abbiamo detto in precedenza).

I moduli relativi agli amplificatori "X" ed "Y", nonché RHT, vanno posti sul fondo del contenitore, fissandoli con opportuni distanziali. La basettina porta-zoccolo, ovviamente, sarà innestata sul tubo, dopo vaer posizionato il giogo di deflessione.

È consigliabile non montare il trasformatore d'alimentazione all'interno del monitor, perché in non pochi casi si riscontra l'irradiazione di un campo elettromagnetico che disturba l'immagine.

Il trasformatore potrà essere racchiuso a parte, in un involucro apposito, ad una distanza di almeno un metro dal tubo. Le tensioni che devono essere erogate sono le seguenti, e per il trasferimento si impiegherà un cavo multipolare:

28V con 0,8A e presa centrale (per gli amplificatori "X" ed "Y").

16V con 1A (per il generatore EHT).

Nei pressi del fondo del contenitore, si praticherà una finestrella atta a permettere la regolazione dei trimmer. In seguito, tale finestra, per avere un tutto a tenuta di luce, sarà chiusa con un rettangolo di alluminio che rechi incollato un fondo di feltro. Per il fissaggio, s'impiegheranno quattro viti angolari.

Le immagini che riportiamo a compimento, dimostrano la qualità che si può raggiungere con il sistema descritto. Sono state riprese con un'altra da 35 mm.

Con ciò, per il momento, termica la nostra "fatica". Abbiamo descritto una stazione METEOSAT (e non), ragionevolmente completa, che non costa cifre impossibili, proibitive, e che può dare veramente delle soddisfazioni, all'autore. Se i lettori lo desiderano, in seguito potremo tornare sul tema per maggiori indicazioni relative alla macchina per facsimile, all'incisione su nastro dei segnali ecc.

Comunque, anche senza questi... "accessori", il tutto funziona, e per effettuare le riprese delle immagini, non crediamo che subentrino dei problemi. Consigliamo di procedere alla realizzazione con metodo, e con tutto il tempo che serve, senza trascurare un solo dettaglio, per insignificante che sembri.

Consigliamo anche di collaudare ciascuna sezione separatamente, prima dell'assemblaggio finale. In certi casi ciò non sarà possibile, ad esempio, non si può provare l'antenna a parabola senza il ricevitore...

Per la maggior parte dei blocchi, e per le basette che li compongono, comunque, la prova a parte può essere eseguita, e conviene anche effettuare il miglior allineamento di volta in volta.

Auguriamo a tutti un buon lavoro. ■

Fig. 15 - In questa immagine METEOSAT si osserva la situazione del tempo sull'Europa alle ore 11,30 del 27-7-79. I punti luminosi ed i traguardi cruciformi, sono stati aggiunti dal computer dell'ESOC che rielabora le mappe, come è stato detto nella prima puntata della trattazione.

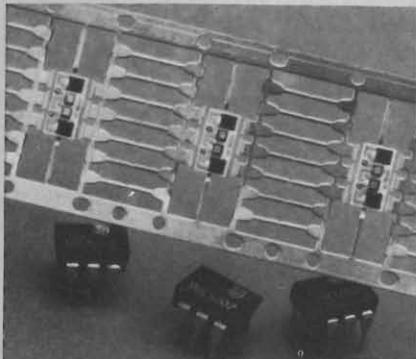
SELEZIONE DI TECNICA
RADIO TV HIFI ELETTRONICA

Relé allo stato solido miniaturizzato

La Theta-J ha annunciato una serie di SSR subminiatura di potenza con caratteristiche nominali di 0,5 A e 600 V di picco.

Denominati TOC 5002, i relé hanno incorporato uno zero-voltage switching e offrono un isolamento ottico di 2500 Vca.

La serie, incapsulata in un package DIP a 6 pin, richiede meno di 2 mA per l'eccitazione. La corrente di fuga off-state è minore di 500 μA. I dispositivi sono conformi alle principali norme internazionali.

SISCOM ELETTRONICA
Via Gran Sasso, 35
Cinisello B. (MI)

Relé allo stato solido da 600V.

Filtro monolitico per usi generici

Il filtro monolitico della National Semiconductor, MF10, che non richiede alcun condensatore per il suo funzionamento e che può operare diverse funzioni, è disponibile in una versione con caratteristiche più accurate, denominata MF10B.

Il filtro MF10B offre una maggiore precisione del rapporto tra frequenza di ingresso e frequenza di taglio, un maggiore voltage swing e specifiche in temperatura migliorate.

Gli unici componenti esterni necessari sono da due a quattro resistenze; come risultato questo filtro è meno sensibile alle variazioni dei componenti. La stabilità della frequenza di centro banda è direttamente proporzionale solamente alla stabilità del clock. Un solo clock è, inoltre, in grado di pilotare un numero infinito di filtri. Il filtro è in grado di realizzare numerose funzioni: passabasso, passaalto, passabanda, passatutto e notch. Inoltre, ponendo in cascata i due stadi del filtro possono essere realizzate sia funzioni del quarto ordine che tutte le funzioni classiche fra cui Butterworth, Bessel, Cauer e Ghebychev. La frequenza di centro banda dell'MF10 può arrivare fino a 30 kHz. Il nuovo MF10B come l'MF10C sono disponibili in contenitore a 20 piedini sia plastico che ceramico ermetico.

NATIONAL SEMICONDUCTOR
Via Solferino, 19
Milano

Apparecchio di misura per antenne radio e TV

Si tratta di uno strumento di misura per antenne AM/FM/TV a microprocessori, messo a punto dalla Siemens.

La caratteristica principale dell'apparecchio consiste nel permettere di utilizzare l'immagine video per la sintonizzazione, per l'indicazione di livelli e per identificare i segnali audio in arrivo, della gamma FM da 87,5 a 108 MHz. È possibile rappresentare sullo schermo tutta la situazione delle grandezze in ricezione.

Tra l'altro, con questo misuratore di antenna comandato da microprocessore, si possono cercare segnali di ricezione, mettere a punto antenne, misurare frequenze e livelli di segnali e giudicare la qualità della ricezione, sia nel campo della radio che in quello televisivo.

Misuratore per antenne AM/FM/TV.

SIEMENS ELETTRA
Via. F. Filzi, 25/A
Milano

Moduli LCD a matrici di punti

La gamma dei prodotti a cristalli liquidi della Printed Circuits International è stata ampliata con una serie di moduli a matrici di punti.

I moduli sono disponibili sia con una che con due righe di 16 caratteri. Ogni carattere è costituito da un matrice 5 x 7 con una ottava fila che agisce da cursore. I moduli comprendono tutta la logica di controllo, che utilizza circuiteria CMOS a bassa potenza. Un ingresso per formato ASCII permette la rappresentazione di 64 differenti caratteri. I moduli funzionano con una singola alimentazione da 5V, la tensione di pilotaggio del display è compensata in temperatura ed è anche regolabile per ottimizzare il contrasto del visualizzatore.

Moduli a cristalli liquidi a matrici di punti.

I moduli sono forniti in un contenitore compatto, con i contatti compatibili con gli zoccoli standard single-in-line con passo da 2,54 mm.

COMPAT
Via A. Mario, 28
Milano

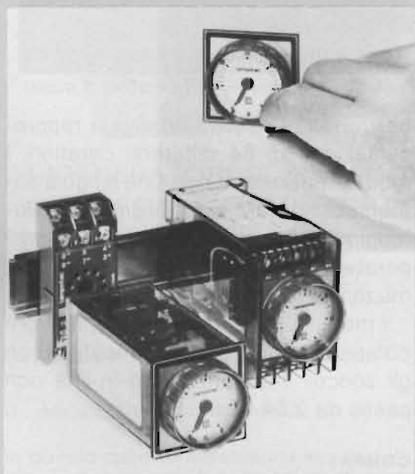
COP a 4 bit in P²C-MOS

La National Semiconductor ha presentato i primi dispositivi COPS realizzati con il processo P²C MOS, che non solo permette di ridurre, di un fattore dieci, l'assorbimento di corrente ma anche di avere una velocità quattro volte superiore. Infatti i COP410C e COP411C presentano un tempo di esecuzione di istruzione di 4 μs (contro i 16 μs del dispositivo N-MOS COP410L).

Questi microcontrollori sono dispositivi completamente statici e possono essere fermati sia eliminando il clock esterno che utilizzando - con il software - una nuova istruzione di halt. Durante la fase di "halt" l'assorbimento di corrente è ridotto a soli 10 μA.

Con il processo P²C-MOS è possibile operare con tensioni di alimentazione molto ridotte, infatti i nuovi COP operano con tensioni di 2,4 contro i 4,5V delle versioni N-MOS.

Come gli omologhi microcontrollori N-MOS, entrambi i nuovi COP sono caratterizzati da: 512 Bytes di memoria ROM, 32 Nibbles di RAM, uno stack per due livelli di subroutine, 20 (COP410C) o 16 (COP411C) linee di I/O. I dispositivi sono hardware e software compatibili con gli attuali e comprendono l'interfaccia seriale MICROWIRE della National e la compatibilità TTL (LS) delle linee di I/O. I COP410C e COP411C possono operare con temperatura da 0 a 70 °C. La serie 300 può operare con temperatura da −40 °C a ±85 °C, mentre la nuova serie 200 (COP210C e COP211C) può operare con temperatura da −55 °C a ±125 °C.

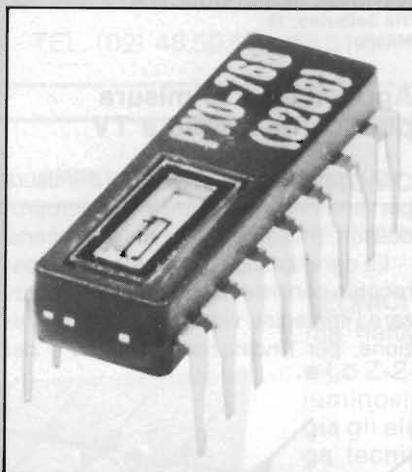
NATIONAL SEMICONDUCTOR
Via Solferino, 19
Milano

Temporizzatori elettronici miniaturizzati.

Temporizzatori elettronici

I temporizzatori della serie KOG 100...A3 prodotti dalla Sodeco-Saia del gruppo Landis & Gyr sono caratterizzati, oltre che dalle elevate affidabilità e precisione, dalle ridotte dimensioni di ingombro (larghezza 22,5 mm) e dalla rapidità di ripristino (meno di 50 ms).

Sono disponibili 9 modelli per altrettante funzioni differenti, 8 gamme di temporizzazione (da 1 s a 10 min.), 6 tensioni di alimentazione (da 24 V a 240 V) e contatti di uscita a relé o statici.

Per il montaggio e cablaggio, gli apparecchi possono essere agganciati direttamente su barra DIN 35 mm o, tramite apposito accessorio, fissati a vite; i morsetti sono equipaggiati con viti a croce, per consentire il serraggio anche con utensili pneumatici. I temporizzatori sono conformi alle principali normative internazionali.

LANDIS & GYR
Via P. Rondoni, 1
Milano

Oscillatore al quarzo con possibilità di programmare 57 frequenze.

Oscillatore al quarzo programmabile

La Statek ha introdotto un oscillatore al quarzo serie PXO, che può essere facilmente programmato per generare 57 frequenze diverse nella gamma da 0,002 Hz a 1,25 MHz.

Tutte le frequenze generate programmando il rapporto di divisione (fino a 10^8) con 6 ingressi di controllo sono ottenute da un corpo unico tarato al laser, contenente un oscillatore al quarzo.

Le caratteristiche di stabilità e precisione sono come quelle fornite dalla frequenza base del quarzo.

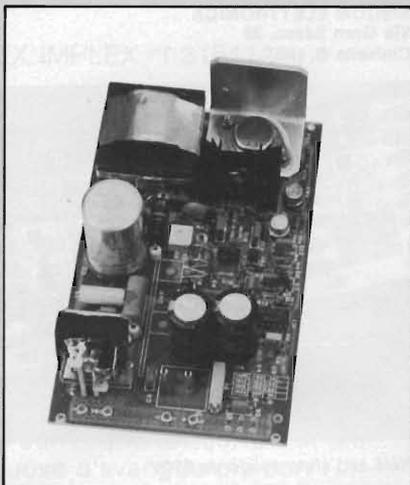
Il PXO è un dispositivo a basso costo, basso consumo, compatibile con TTL, costituito da un quarzo ed un circuito integrato CMOS, in package DIL standard a 16 pin. La corrente tipica di alimentazione è 0,7 mA con tensione di 5V.

Le applicazioni tipiche comprendono generatori ad onda quadra, generatori di frequenze Baud, computer clock, data logger, modem, temporizzatori.

RGR ELETTRONICA
Via. G. De Castro, 4
Milano

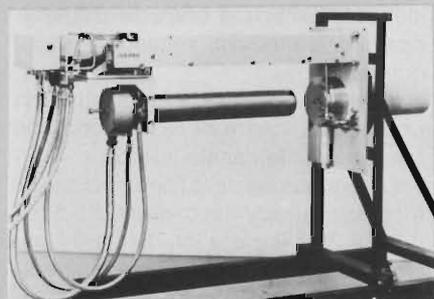
Convertitori DC/DC

La Secap ha ampliato la propria gamma dei convertitori DC/DC su scheda Eurocard (100 x 160 mm).

Le serie attualmente disponibili sono tre: la serie 1100 prevede ingresso AC o DC e uscita positiva con correnti sino a 7A; la serie 1N00, sempre con ingresso AC o DC, prevede uscita negativa e

Convertitore DC/DC su scheda Eurocard.

correnti sino a 3A; la serie 1200 infine, con ingresso solo DC, ha doppia uscita ed è disponibile nelle versioni positiva-/positiva e positiva/negativa con correnti fino a 1A per canale.

Caratteristiche comuni: l'ampia dinamica di ingresso, la possibilità di regolare l'uscita anche a distanza, le protezioni complete e l'ampia flessibilità di connessione (sono possibili in alternativa contatti a saldare, morsettiere, faston e connettore DIN 41612 a/c).

SECAP
Via Privata Bastia, 5/7
Milano

Telecamera con 1249 righe di risoluzione.

Telecamera ad elevata risoluzione

La telecamera in bianco e nero K 100, realizzata dalla Siemens, consente di riprendere e trasmettere immagini con doppio numero di righe, per cui si raggiunge una risoluzione molto più elevata di quella che si ottiene con la tecnica a 625 righe. Queste particolari caratteristiche sono state raggiunte grazie ai seguenti accorgimenti; raddoppio del numero delle righe da 625 a 1249 a 50 Hz (1023 righe a 60 Hz), elevata larghezza di banda dell'amplificatore video (25 MHz - 3 dB) durante la trasmissione e la ricezione dei segnali, distribuzione più uniforme della risoluzione dei componenti ottici ed optoelettronici grazie alla focalizzazione dinamica del pennello elettronico del tubo di ripresa, migliore nitidezza dei dettagli anche quando lo schermo del monitor presenta una elevata luminosità, tensione di picco ridotta onde evitare distorsioni del quadro a causa di sovramodulazione ed elevato rapporto segnale/rumore pari a circa 60 dB, secondo le norme CCIR.

La telecamera K 100, equipaggiata con un tubo vidicon da 1" ad elevata risoluzione (il segnale video può esser regolato entro un campo di circa 15 dB), presenta un notevole contrasto, una elevata risoluzione ed una maggiore luminosità ed è in grado di effettuare trasmissioni particolarmente nitide.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Prescaler per le bande VHF/UHF

I segnali ad alta frequenza nella banda VHF/UHF (fino a 3 GHz) possono essere ridotti a livelli logici a bassa frequenza con il prescaler dividente per quattro CA3199E della RCA Solid State Division.

Questo circuito integrato lineare bipolare ad alta sensibilità elimina la necessità di preamplificazione nella maggior parte delle applicazioni.

Accettando segnali di ingresso accoppiati in alternata single o double-ended, il CA3199E fornisce uscite ad emitter-follower complementari con livelli logici ECL standard.

Il dispositivo funziona con una alimentazione singola a 5V nel range di temperatura da 0 a ± 85 °C e viene fornito in un package mini-DIP plastico a 8 pin.

RCA
P.zza San Marco, 1
Milano

Ponte CLR automatico.

Ponte CLR automatico

Il ponte CT 10 realizzato dalla Danbridge è uno strumento controllato a microprocessore per poter effettuare misure rapide e precise di componenti elettronici passivi.

Il jig a 4 terminali incorporato e l'autoranging dei modi C, L e R rendono lo strumento adatto per l'impiego nel controllo di qualità, in laboratorio e nel testing di produzione.

Le frequenze di test di 1 kHz o di 111 Hz vengono introdotte attraverso una tastiera e i parametri principali vengono visualizzati su un display.

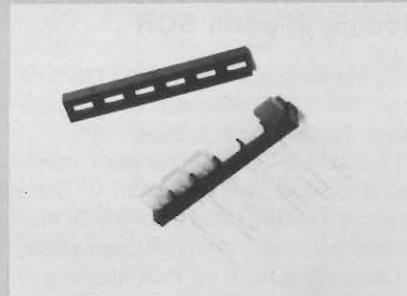
Il microprocessore calcola la precisione di ciascuna misura e visualizza il risultato su due display a cristalli liquidi.

La precisione nella misura di capacità, induttanze e resistenze è dello 0,1% e la precisione base di D è 0,05%.

DANBRIDGE
5, Hirsemarken
DK-3520 Farum (Danimarca)

LED array frame

L'Industrial Electronic Engineers annuncia la serie 87000 di LED array frame, particolarmente adatti per essere montati accostati per realizzare display e strumenti di misura analogici.

Essi possono avere 5, 6 o 7 LED rettangolari 2 x 5 mm standard spaziati di 7 mm.

Moduli LED per indicatori analogici.

La flessibilità di impiego e l'intercambiabilità rende questi LED array frame adatti anche per applicazioni OEM.

EXHIBO ITALIANA
Via F. Frisi, 22
Monza (MI)

Dispositivi di controllo per alimentatori switchmode

I circuiti di controllo modulati su ampiezza e frequenza d'impulso denominate TL494/495 della Motorola offrono un'eccellente combinazione di funzioni nei progetti di alimentatori di qualità per calcolatori.

La capacità di pilotaggio a doppia fase con tempi morti predefiniti rende questi dispositivi particolarmente adatti nei progetti di sistemi ad elevata potenza (oltre 200W) nei quali sono generalmente richieste configurazioni in uscita full-bridge, push-pull oppure half-bridge.

Le caratteristiche di questi single-chip monolitici sono: oscillatore regolabile con operazioni principali o secondarie, due amplificatori di errore, tensione di riferimento a 5V, un comparatore di controllo di tempi morti regolabile, un flip-flop pilotabile sul segnale di impulso e un circuito di controllo in uscita per operazioni push-pull oppure single-ended.

Soltanto il TL495 ha incorporato nel chip uno zener a 39V ed un controllo di uscita pilotabile. I transistor di uscita possono essere utilizzati per fornire od assorbire energia fino a 250 mA.

Il TL494 è realizzato in un contenitore DIP ceramico o in contenitore plastico a 16 pin (18 pin per il TL495) e copre tutti i campi di temperatura: commerciale, industriale e militare.

MOTOROLA
V.le Milanofiori, A1C
Assago (MI)

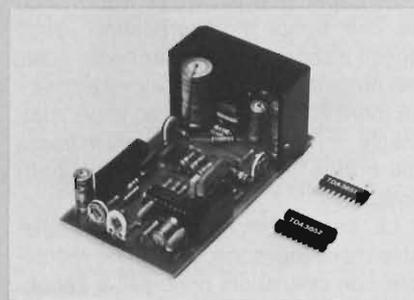
Modulo di ponti SCR

Con la serie SIX-PAK F della Gentron sono disponibili, nello stesso modulo a basso costo, sei ponti SCR.

I moduli SIX-PAK offrono valori nominali di 35-150 A fino a 1400 V. Sono disponibili raddrizzatori e ponti SCR monofase e trifase in varie configurazioni.

Compatti e facili da montare, questi moduli ibridi non richiedono componenti esterni e occupano un'area di pannello di soli 10 x 2,5 cm.

ELTRONIC
C.so Sempione, 60
Milano

Moduli raddrizzatori di potenza.

Sincronizzazione e deflessione verticale.

Sincronizzazione e deflessione verticale

Sistemi di deflessione e di sincronizzazione più economici possono essere realizzati mediante i circuiti integrati TDA2578, TDA3651 e TDA3652 della Philips. Il "trattamento" del segnale video è effettuato dal TDA2578, seguito dal TDA3651 oppure TDA3652 che costituiscono lo stadio di potenza del sistema. Il TDA3651 (per cinescopi da 90°) e il TDA3652 (per cinescopi da 110°) hanno differenti valori di potenza e di corrente, e identica disposizione dei terminali. La stessa piastra di circuito stampato sulla quale sono montati potrà pertanto essere impiegata sia nei televisori da 90° che da 110°.

Il TDA2578 è un circuito di sincronizzazione ad elevate prestazioni comprendente gli stadi oscillatore e pilota verticali. Separa gli impulsi di sincronismo verticale e orizzontale dal segnale video TV composto, utilizzandoli successivamente per sincronizzare i relativi oscillatori orizzontale e verticale presenti sullo stesso chip.

Il TDA 3651 può pilotare vari tipi di bobine di deflessione con correnti che possono arrivare a 2A picco-picco. Questo integrato possiede uno stadio pilota e uno finale, sistemi di protezione termica, e di protezione dello stadio finale, un generatore del segnale di ritorno e uno stabilizzatore di tensione.

Il TDA3652 contiene le stesse funzioni del TDA 3651. Può pilotare vari tipi di bobine di deflessione verticali, con correnti di deflessione fino a 4A picco-picco. La massima tensione di ritorno di entrambi gli integrati è 50 V.

PHILIPS
P.zza IV Novembre, 3
Milano

Canale audio TV da 4 W

La serie ULN-2290 prodotta dalla Sprague è disponibile in due versioni. I dispositivi sono incapsulati in un package quad-in-line con un frame di terminali di rame che possono essere montati direttamente sulle schede a circuito stampato e in un package dual-in-line con dissipatore di calore.

L'ULN-2290 ha un limitatore/amplificatore IF a sei stadi, un filtro passa-basso, un rivelatore di picco differenziale, un controllo del volume in continua, un alimentatore stabilizzato, un preamplificatore audio e uno stadio di uscita.

L'amplificatore audio può fornire 4W di segnale audio a bassa distorsione a un carico di 16 Ω con un'alimentazione a 24V. Con un'alimentazione a 12 V, come si ha nella maggior parte dei televisori portatili, la potenza di uscita è 1 W con un altoparlante da 8Ω.

SPRAGUE ITALIANA
Via. G. De Castro, 4
Milano

Alimentatori da laboratorio

La nuova serie di alimentatori della A + D Products comprende i modelli LH 10V-3A, 20V-2A e 40V-1A. Questi alimentatori funzionano nel modo a tensione costante o a corrente costante, con una transizione rettangolare tra i due modi.

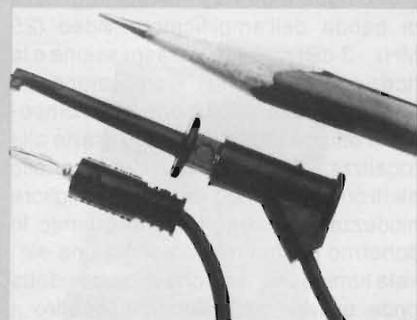
La stabilità dell'uscita è assicurata da un circuito lineare di regolazione con tensione di riferimento interna.

La regolazione della linea e del carico è complessivamente migliore di 0,5 mV (LH 20-2), il ripple è inferiore a 0,1 mV picco-picco e il coefficiente di temperatura è pari a 50 ppm/K.

Gli apparecchi possono funzionare in serie o in parallelo.

Gli alimentatori sono completamente protetti contro i sovraccarichi e i cortocircuiti. La regolazione della tensione si effettua per mezzo di un potenziometro a 10 giri e la regolazione della corrente con un potenziometro a un giro (opzionalmente a 10 giri).

Le dimensioni dell'alimentatore, che pesa 3 kg, sono 88 x 132 x 260 mm.

A+D PRODUCTS
2501 Biel
Albert Anker-Weg 23 (Svizzera)

Accessorio per il laboratorio.

Micropinzetta con terminale a banana

Un cavetto di collegamento con una micro pinzetta ad una estremità ed uno spinotto a banana miniatura dall'altra, è stato realizzato dalla ITT Pomona Electronics.

Denominato 4762, il cavetto è disponibile nei colori rosso o nero, è dotato di contatti in rame berillio laminati in oro ed è isolato in nailon con anima in vetro. Esso può sopportare temperature fino a 102 °C.

Il micrograbber ha un conduttore da 20 AWG ed una guaina in PVC da 2,21 mm. Il plug a banana miniatura può venire usato con jack da 2,64 mm di diametro.

SILVESTAR
Via dei Gracchi, 20
Milano

Oscilloscopio a memoria digitale

L'oscilloscopio SS 5802 della Iwatsu Electric offre una banda passante di 10 MHz. Esso raggruppa in un unico strumento le funzioni comunemente svolte da due strumenti separati, un registratore di transienti e un oscilloscopio.

L'SS 5802 può lavorare sia in tempo reale (fino a 10 MHz) che in memoria (8 bit x 4096) ed è pure possibile il confronto tra i due segnali.

L'oscilloscopio viene fornito con l'interfaccia standard GP-IB; sono pure disponibili le uscite analogiche X e Y.

La sezione "oscilloscopio", costituita da tre canali di ingresso con sensibilità di 1 mV/div, raggruppa tutte le funzioni standard degli oscilloscopi professionali.

La sezione "memoria", costituita da due canali di ingresso con sensibilità di 5 mV/div, comprende un convertitore A/D ad approssimazione successiva con 8 bit di risoluzione e una velocità di conversione di 1 μs/parola.

La capacità di memoria è di 4096 parole per un canale e di 2048 parole per due canali.

È possibile ritardare la partenza del trigger di 0, 2,5, 7,5 divisioni.

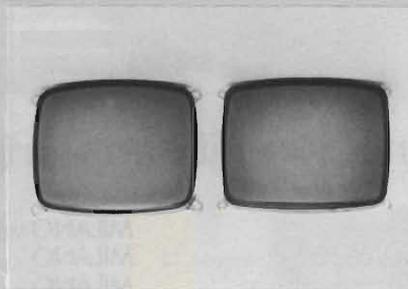
Il CRT rettangolare di 6 pollici e la tensione di post-accelerazione di 10 KV conferiscono nitidezza all'immagine visualizzata.

RADIEL
Res. degli Archi, 22
Milano 2
Segrate (MI)

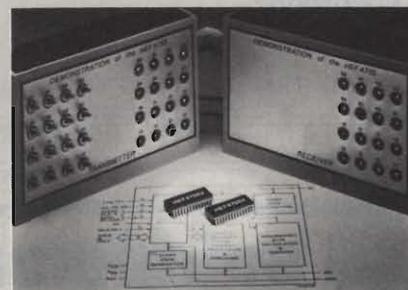
Tubo a raggi catodici ad elevata risoluzione: 4 milioni di pixel

È il nuovo tubo ad elevata risoluzione M38-200 capace di presentare sul suo schermo 4 milioni (1728 x 2288) di elementi di immagine (pixel). Possiede pertanto una risoluzione equivalente a 3000 righe TV in un formato con diagonale di 15 pollici (380 mm). Questa risoluzione veramente eccezionale consente al tubo di presentare sullo schermo con il massimo dettaglio sia strutture grafiche di eccellente qualità sia 8000 caratteri anche complessi, utilizzando per esempio, una matrice di 18 x 32 punti. Il tubo M38-200 sarà pertanto molto adatto per applicazioni come sistemi fac-simile ad elevata risoluzione, grafiche CAD, presentazione di documenti a pagina interna in sistemi word processing ecc..

Questa risoluzione veramente elevata del tubo M38-200 è stata ottenuta grazie ad un cannone elettronico appositamente studiato, combinato con la bobina di deflessione AT1991. Grazie a questa azzeccata combinazione tubo-bobina di deflessione, la distorsione, eventuali fenomeni di sfocalizzazione dovuti alla deflessione, l'effetto cuscino del raster sono del tutto trascurabili. Questa combinazione può essere impiegata sia per formati verticali (ritratti) sia per formati orizzontali (paesaggi). Il tubo M38-200 ha un collo largo e un angolo di deflessione di 70°. Per soddisfare a tutte le applicazioni previste, lo schermo è disponibile in differenti tipi di fosfori compresi il W, Wa e il tipo GH.

PHILIPS - ELCOMA
Milano

Tubo a raggi catodici ad elevata risoluzione

Transceiver per trasmissione seriale dati

L'integrato LOCMOS HEF4755V consente una trasmissione dati estremamente sicura ed efficace. Oltre ai normali sistemi di salvaguardia dati, esso incorpora un sistema di controllo dei bit digitale programmabile, il sistema programmabile CRC (Calculator Redundancy Checking) e la protezione del formato. L'HEF455V può trasmettere o ricevere blocchi di dati binari seriali (messaggi) costituiti da un bit di partenza seguito da un byte di formato che contiene il numero dei bytes di dati (da 0 a 7) che seguono nel messaggio. Quest'ultimo può essere formato da numeri binari fino a 2^{56}, seguiti da un byte di controllo della ridondanza che viene confrontato con il byte di controllo delle ridondanza generato dal ricevitore.

Questo controllo della ridondanza è in grado di rivelare fino a 5 errori di codice nei dati trasmessi. Qualsiasi errore rivelato nel byte di formato o nel byte di controllo della ridondanza attiverà l'uscita errore. L'HEF4755V possiede 8 modi di funzionamento, 4 in funzionamento sincrono (tre linee di trasmissine) e quattro in funzionamento asincrono (una linea di trasmissione). Viene impiegato un trasferimento parallelo ingresso/uscita a 8 bit; la velocità di trasmissione è 0,8, 1,6 oppure 3,2 Mbaud per funzionamento sincrono, e 31, 62 oppure 125 kbaud per funzionamento asincrono. Gli ingressi dell'integrato sono LOCMOS standard, le uscite sono compatibili TTL.

L'integrato è incapsulato in un contenitore ceramico o plastico a 28 terminali.

VALVO
Amburgo

Transceiver per trasmissione seriale dati.

Misuratori di potenza a microonde

Si tratta dell'Automatic Peak Power Meter modello 478, basato su microprocessore, realizzato dalla General Microwave.

L'unità visualizza e misura in modo digitale le caratteristiche di segnali a microonde ad impulsi, con larghezze dell'impulso anche di soli 15 ns, nel range di frequenza da 0,75 a 18 GHz con livelli di potenza che vanno da —30 dBm a + 15 dBm.

Lo strumento è completamente programmabile attraverso l'IEEE 488 BUS.

Esso è inoltre caratterizzato dalla possibilità di funzionamento automatico o manuale, da un display incorporato, da un sistema di misura delle differenze di tempo a tre cursori, e dalla compensazione automatica dell'offset e della frequenza.

GENERAL MICROWAVE
115 Marine Street
Farmingdale, N. Y. 11735 (USA)

SHOP
bit
primavera

Oscilloscopi Gould
la qualità
che diventa tradizione

2 ANNI DI GARANZIA

Il nuovo oscilloscopio **OS300** è la più recente conferma dell'impegno e della tradizione GOULD: costruire oscilloscopi di alta qualità ed elevata affidabilità a prezzi contenuti. Derivato dal modello OS255, best seller degli oscilloscopi da 15 MHz, il nuovo OS300 offre prestazioni ancora più spinte: □ banda passante **DC-20 MHz** □ elevata sensibilità **2 mV/cm** su entrambi i canali □ schermo 8x10 cm con nuovo fosforo ad alta luminosità □ sincronismo TV automatico □ somma e differenza dei canali □ base dei tempi variabile da 50 ns/cm a 0,2 sec/cm □ x-y □ leggero (5,8 Kg) e compatto (140x305x460 mm).

20 MHz

Lire **850.000*** **completo di 2 sonde - consegna pronta**

Il modello **OS3500** offre una banda passante **DC-60 MHz** e sensibilità **2 mV/cm** su tutta la gamma □ ha **tre canali d'ingresso** con trigger-view □ trace separation □ doppia base dei tempi □ trigger hold-off □ multimetro opzionale DM3010

60 MHz

Il modello **OS3600** offre prestazioni eccezionali che lo pongono ai livelli più elevati della sua categoria: banda passante **DC-100 MHz** □ 3 canali d'ingresso con trigger-view □ trace separation □ sensibilità 2 mV/cm □ 16 KV EHT □ doppia base dei tempi □ trigger hold-off □ multimetro opzionale DM 3010 per misure accurate di ampiezza, intervalli di tempo e frequenza.

100 MHz

ADW studio

Tutti i modelli hanno consegna pronta e sono garantiti 2 anni

una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettronucleonica s.p.a.

MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via C. Magni, 71 - tel. (06) 51.39.455

*Gennaio 82 - Pag. alla consegna. IVA esclusa. 1 Lgs = Lire 2250 ± 2%

elettronucleonica S.p.A. SE 12/82

Desidero

□ maggiori informazioni su gli Oscilloscopi Gould modello ____________

□ avere una dimostrazione degli Oscilloscopi Gould modello ____________

Nome e Cognome ____________

Ditta o Ente ____________

Indirizzo ____________

SONY SL-F1
REGISTA, PRODUTTORE, SPETTATORE.

Il portatile Sony SL-F1 è un vero e proprio condensato di funzionalità, versatilità e compattezza. 4,3 Kg, solo 8 cm di spessore, 32,5 cm di lunghezza per un portatile che ha tutti i vantaggi e la funzione "moviola" del famoso Betamax SL-C7.

Ricerca veloce in avanti e indietro, fermo immagine, doppia velocità, rallenti che con lo swing search si può avere all'indietro oltre che in avanti.

Col dispositivo Record Review si rivedono automaticamente nel mirino gli ultimi secondi di registrazione.

Un microcircuito permette l'editing cioè un passaggio pulito e senza disturbi fra una sequenza e la successiva.

La telecamera Trinicon ha mirino e zoom elettronici, dissolvenza delle immagini, e il Record Review.

Il portatile SL-F1 è collegabile al tuner TT-F1, abilitato per le registrazioni dei programmi televisivi per un periodo di 14 giorni su 9 diversi canali.

MONITOR PROFEEL: UNA TV MODULARE

TELECAMERA TRINICON

VIDEOREGISTRATORE SL-F1E

SINTONIZZATORE TT-F1E

M&AD